TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXXIV - Gennaio 1962

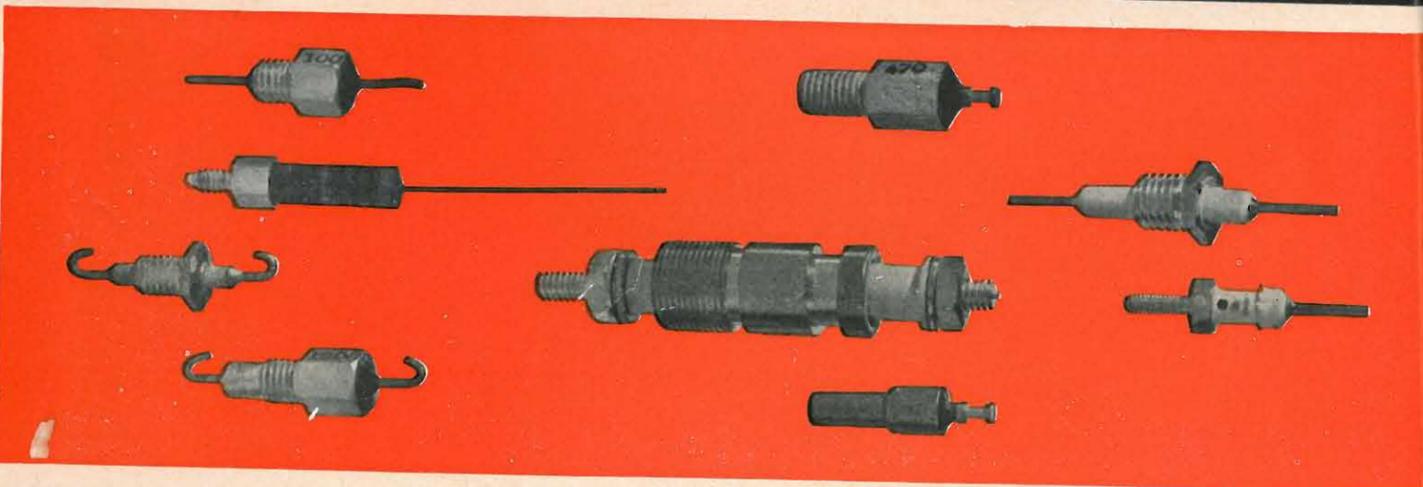
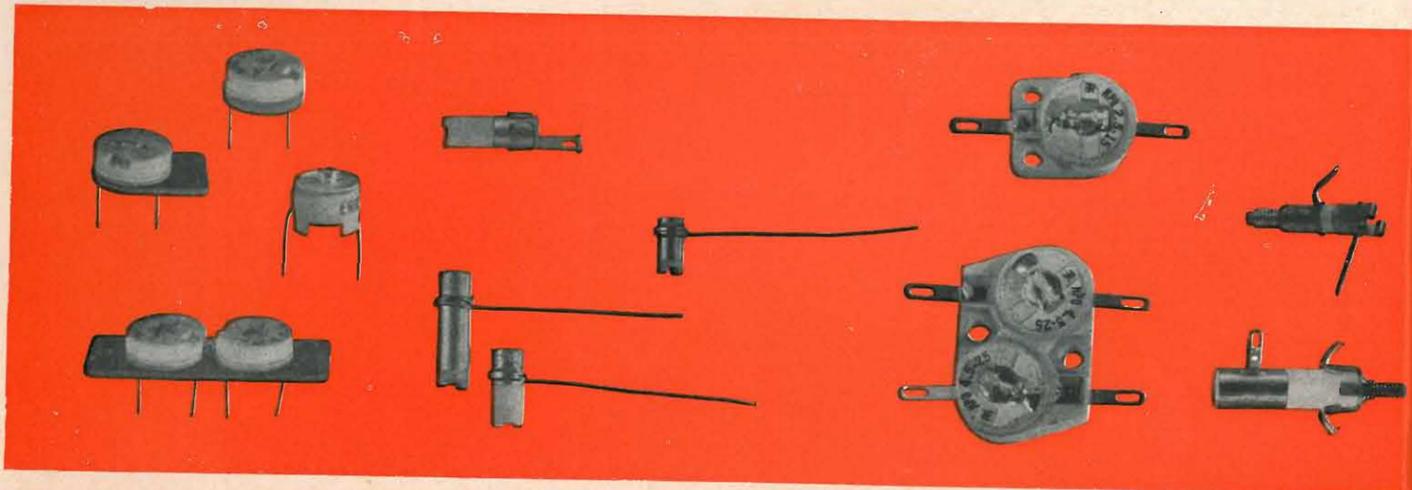
NUMERO 1

LIRE 350

"ERIE"

COMPONENTI ELETTRONICI

della ERIE Resistor Corporation - U.S.A.

La gamma più completa di condensatori ceramici e a bottoni di mica per applicazioni professionali e militari.
La produzione della ERIE - U.S.A. offre un componente adatto per ogni impiego apparecchiature professionali e militari.

BAY & C.

S.p.A. - Via F. Filzi 24 - Centro Pirelli - Milano
Tel. 654241 - 2 - 3 - 4 - 5

NUOVI NASTRI MAGNETICI «SOUNDCRAFT» LWD PER CALCOLATORI ELETTRONICI 200 bits e 556 bits

Un successo impareggiabile

La Reeves SOUNDCRAFT Corp. che da oltre 15 anni produce nastri magnetici, è stata la prima industria del mondo a produrre un nastro per uso specifico di CALCOLATORI ELETTRONICI.

ELEVATE PRESTAZIONI: il NUOVO nastro LWD per calcolatori elettronici è una combinazione di base « Mylar », DU PONT TM — la più forte e la più durevole — e un impareggiabile sistema di fissaggio che produce al massimo: adesione e coesione.

ALTA DENSITA': l'esclusivo sistema di fissaggio del NUOVO nastro LWD fornisce la possibilità al deposito dell'emulsione dell'ossido di fare un prodotto il più omogeneo possibile; ciò è dovuto alle caratteristiche della superficie superiore del nastro stesso che superano per densità d'impulso tutti i sistemi esistenti nei calcolatori elettronici.

CARATTERISTICHE DEL QUADRO BH: è molto più vicino all'ideale curva d'isteresi di qualunque altro prodotto dalla concorrenza (vedere il diagramma A): è meno suscettibile a intermittenti errori prodotti da occasionali inclusioni di materie estranee.

USURA: inferiore di almeno sei volte ai nastri « standard » per calcolatori elettronici.

POSSONO ESSERE PULITI: al pari dei nastri ordinari con un nastro trasportatore, ciò che non accade in tutti gli altri nastri della concorrenza perchè i solventi richiesti sciolgono anche l'emulsione.

MASSIMA CONDUTTIVITA': il NUOVO nastro LWD è estremamente conduttore ed elimina ogni qualsiasi possibile distorsione di informazione registrata attraverso le cariche statiche. Questa stessa emulsione estremamente conduttore riduce al minimo l'attrazione statica fra il nastro e le colonne a vuoto usate nei calcolatori elettronici. Ciò è particolarmente importante quando viene usato sui calcolatori elettronici I.B.M.

LARGHEZZA: il NUOVO nastro LWD è tagliato a circa 003" di larghezza nominale del nastro. Invece per le industrie che producono nastro « standard » per calcolatori I.B.M. questa caratteristica è di 004".

OPACO ALLA LUCE INFRAROSSA: il NUOVO nastro « SOUNDCRAFT » LWD è molto opaco alle onde luminose infrarosse ed è il migliore per essere impiegato nei calcolatori elettronici dove viene usata una cellula fotoelettrica per determinare la fine del nastro. La maggior parte dei nastri per calcolatori elettronici è opaca alla normale luce bianca ma non è invece opaca alla luce infrarossa. Ciò si riferisce ai tipi di calcolatori elettronici della RCA e REMINGTON RAND.

A richiesta saranno fornite campionature

roberto antonietti

rappresentante generale per l'Italia della
Reeves SOUNDCRAFT Corporation - Danbury, Conn, U S. A.
MILANO - Viale Caterina da Forlì, 32 - Telef. 496.736 - 496.785

«SOUNDCRAFT» NASTRI MAGNETICI PER IL SONORO

i nastri magnetici
privi di rumore di fondo

Un importante riconoscimento

FONIT • CETRA
S.p.A. INDUSTRIA FONOGRAFICA Cap. ver. L. 100.000.000

MILANO - via M. Gonzaga, 4
tel. 80.80.06 - 87.09.93 - 4 - 5
C C I A Milano n. 22 54

Milano, 3 Gennaio 1962

Spett.le Ditta
Roberto ANTONIETTI
Viale Caterina da Forli' 32
MILANO

NASTRI MAGNETICI "SOUNDCRAFT" NUOVA FORMULA FA-4

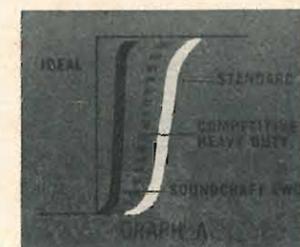
Spett.le Ditta,

abbiamo il piacere di comunicarvi che da misure da noi eseguite coi nostri registratori " AMPEX 300" sul vostro nastro magnetico tipo F.A- 4 ultimamente fornitoci abbiamo riscontrato un rilevante miglioramento sostanziale .

Infatti il responso sulla gamma di frequenze da 30 a 15K Hz è perfettamente rettilinea. .
Il livello del segnale di uscita è superiore di 3 dB. rispetto gli altri tipi di nastro magnetico, pur mantenendo invariato il basso rumore di fondo e la trascurabile distorsione.

Tanto vi dovevamo e complimentandovi per l'ottimo vostro prodotto, vogliate gradire la nostra profonda stima.

FONIT-CETRA s.p.a.

Concessionaria per l'Italia
DECCA RECORDS INC NEW YORK • EDITIONS COSTALLAT DISQUES ER. - PARIS

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

Dizionario di Elettronica

TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

★ ★ ★

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

★ ★ ★

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

★ ★ ★

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

E' in corso di stampa

lo

SCHEMARIO

XIII^a serie

contenente 60 schemi dei più moderni apparecchi televisivi

L. 2.500

"DRYFIT"

Accumulatore secco al piombo ricaricabile - senza manutenzione adatto ad ogni applicazione

Piccole dimensioni - Grande capacità

"KS"

Accumulatore speciale per lampeggiatore elettronico ed altre applicazioni speciali

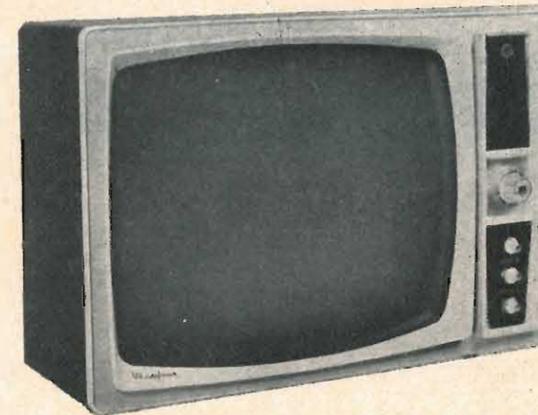
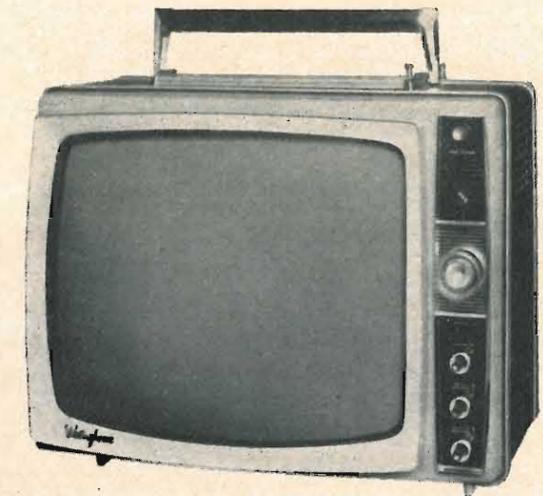
Ricaricabile - ermetico

Dott. Ing.

F. & A. SAPORETTI

Via E. Zacconi 5 - Tel. 226481

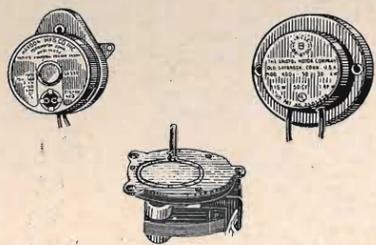
BOLOGNA

Televisori WESTINGHOUSE
da 17", 19", 21", 23", da tavolo
e portatili con visione panoramica,

schermi polarizzati,
controllo automatico di sensibilità
e di focalizzazione costante.

Westinghouse

Apparecchi radio WESTINGHOUSE
una serie completa, da tavolo e portatili,
a valvole, a transistors, a AM e FM.

Distributrice unica per l'Italia: Ditta A. MANCINI
MILANO - Uffici: Via Lovanio, 5 - Telefoni n. 650.445 - 661.324 - 635.240 - Assistenza Tecnica: Via della Moscova, 37 - Telefono n. 635.218 • ROMA - Via Civinini, 37 - 39 Telefono n. 802.029 - 872.120 • PADOVA - Via Santa Chiara, 29 - Telefono n. 45.177

MATERIALE STANDARD E DI RIMANENZA

2500 MOTORI « LIP ». Asincroni (consumo 6 W) da 110 a 240 V. Velocità **2 giri al minuto.** Diametro 70 mm, spessore 45 mm, peso 350 gr.
Prezzo **L. 1875**

3500 MOTORI « CRYLA ». Sincroni 110-130 V (consumo 4 W). Velocità **un giro al minuto.**
Prezzo **L. 1812**

Funzionante su 220-240 V con l'aggiunta di una resistenza 4000 ohms, 10 W. . . Prezzo **L. 185**

3000 MOTORI « CRYLA ». Sincroni 220-240 V (consumo 4 W). Velocità **un giro in 90 secondi.**
Prezzo **L. 1812**

Dimensioni di questi due tipi di motori: diametro 60 mm, spessore 45 mm, peso 180 gr.

5000 MOTORI HAYDON U.S.A. Sincroni 110-130 V (consumo W 2,5). Velocità **un giro al minuto.**
Prezzo **L. 1875**

5000 MOTORI HAYDON U.S.A. Sincroni 110-130 V (Consumo W 2,5). Velocità **un giro/ora.**
Prezzo **L. 1875**

Questi due tipi di motori funzionano su 220-240 V con l'aggiunta d'una resistenza 3500 ohms, 10 W.
Prezzo **L. 112**

Dimensioni dei due tipi sopracitati: diametro 50 mm, spessore 30 mm, peso 165 gr.

4500 MOTORI U.S.A. « BRISTOL ». Sincroni 110-130 V (conusmo 4 W). Velocità **un giro al minuto.**
Prezzo **L. 1862**

Un nuovo motore: MOTORE IN MINIATURA « MULTUM » (fabbricato in Inghilterra). Funziona su pile da 2,5 a 9 V. Velocità da 1000 a 2000 TM secondo il voltaggio. Montato su zoccolo d'attacco, asse di 3 mm con puleggia a collo mobile. Peso 100 gr, diametro 50 mm, spessore 50 mm.
Prezzo **L. 1500**

Per la vostra eolia: **MERAVIGLIOSA GENERATRICE « PARIGI-RODANO » 500 W, nuova, 6 e 12 V.**

Intensità 40 ampères, sotto 12 V o 6 V. Tavolo di comando e di controllo di carico separato comprendente: un reostato di regolazione, un ruotatore di comando, un voltometro da 0 a 20 V, un amperometro da 0 a 60 amp. Cordoni, presa a pinze di raccordo. Montato su zoccolo. Lunghezza 280 mm, diametro 145 mm, peso 18 kg. Peso del tavolo di comando 6 kg.

L'INSIEME comprende la generatrice, il tavolo, i cordoni, la presa e le pinze costa **L. 11.875**

5000 RIVELATORI DI MINE E METALLI DI GRANDE SENSIBILITA' - TIPO DM4 - SCR625 MODIFICATO. Assolutamente nuovi, nell'imballaggio originario.

★ **IL SOLO CHE POSSA RIVELARE TUTTI I METALLI** (oro, rame, ottone, allume, ghisa, piombo, ferro) con **precisione assoluta,** nel suolo, tra le pietre, nel legno, nei muri, nei corpi di animali.

- **La paletta rivelatrice IMPERMEABILE** permette la rivelazione anche nell'acqua.
- L'apparecchio dà con esattezza **la posizione** in cui si trova il metallo ricercato con un **indicatore visuale** ad alta precisione e con un **risonatore** a graduata amplificazione.
- **Esso è utile per:** lavori pubblici, segherie, ricerca di cavi, canalizzazioni, bombe; per togliere delle mine; veterinari; ricerca di tesori; ecc.

Viene consegnato in una valigetta portatile. Dimensioni: 710 x 370 x 240 mm, peso 22 kg. Completo per l'uso di pile e ragguaglio.
Prezzo **L. 12.500**

Si effettuano prezzi speciali per richieste di una certa entità.

VERIFICATORE D'AUTOMOBILE GEC-U.S.A. M1eQM-1-42.

Permette il controllo di circuiti elettrici di tutti i tipi di automobili da 6 a 12 V come: controllo di batteria, dinamo, regolatore, collegamenti, disgiuntore, reostato, avviamento, fari, ecc.
Lettura per millesimi di 100 mm, 4 scale di lettura multicolore.

Dimensioni: 310 x 270 x 170 mm, peso kg. 6,5.
Prezzo **L. 10.875**

APPARECCHIO DI CONTROLLO DELL'INTENSITA'. Comprende: **un cofano con amperometro, due letture** con derivazione.

1ª lettura **da 0 a 25 A.;** 2ª lettura **da 10 a 75 A.** Possibilità d'aggiunta di una derivazione supplementare per una lettura superiore.
Una pinza a grosse tanaglie per misurare l'intensità che passa attraverso i cavi. Indispensabile ai radio-elettricisti. . . . . . Prezzo **L. 4937**

RELE' SIEMENS tipo 64-A.

Polarizzato. Circuito invertitore. Capacità di taglio 200 mA. Bobina di comando a 6 avvolgimenti separati. Blindato.

- 4 avvolgimenti di 120 — 4 mA
- 2 avvolgimenti di 30 — 20 mA
- Contatti regolabili.

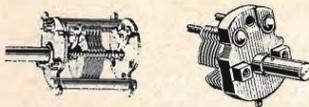
H 90 - L. 38 - Spessore 27 mm, peso gr 160. . . Prezzo **L. 2750**

RELE' A TEMPO.

Tipo B1 « Western Electric U.S.A. ». Funziona su 4, 5, 6 e 12 V C.C. Un contatto lavoro e uno riposo. A tempo regolabile da 1/10 di secondo a 2 secondi. Cond. da 150 a 200 millesimi. Res. 20 ohm. . . . . Prezzo **L. 1500**

RELE' A TEMPO B2.

« Western Electric U.S.A. ». Identico al precedente. Per frequenze da 1/10 di secondo a 1/2 secondo.
Prezzo **L. 1250**

RELE' « Western Electric U.S.A. Tipo D. Funziona su 4,5 V, 6 e 12 V C.C. Cond. da 40 a 60 millesimi. 2 contatti lavoro . . . . Prezzo **L. 875**

50000 CV STEATITE - U.S.A. - INGLESE - TEDESCO - FRANCESE - Moderni, nuovi, impeccabili e sempre con la garanzia per 1 anno.

SERIE CON ASSE:

Valore	Isol.	Prezzo in L.
10 pF	1000 V	387
25 »	1000 »	387
75 »	500 »	531
400 »	500 »	1000
450 »	500 »	1094
25 »	200 »	156
30 »	1000 »	625
35 »	500 »	375
35 »	1000 »	625
100 »	600 »	687

SERIE DOPPIA CON ASSE:

2 x 10 pF	500 V	994
2 x 100 farfalla	600 V	1156

2 x 8 pF - 500 V con proprio 72 Mc/s + 2 trimmer da 5 a 10 pG su steatite. **Prezzo L. 531**

20000 ACCUMULATORI CADMIUM-NICKEL MINIATURA

1,2 V (B-B Ltd). Potenza 7 A. Blindati, isolati da una **copertura di smalto che permette di avvicinarli senza rischio di cortocircuito.** Totalmente **ristagnati, riversibili** a piacere. Nell'imballaggio originario 80 x 70 x 23 mm, peso 390 gr. . Prezzo **L. 1156**

CUFFIA HS-30 U.S.A.

Stesse caratteristiche dell'apparecchio per ascolto nominato più sopra, ma con due aoculari e cuffia ultraleggera. Regolabile. Resistenza totale 100 ohm. Peso 100 gr . . . . Prezzo **L. 1875**

Richiedete il nostro catalogo di 15 pagine contenente centinaia di articoli

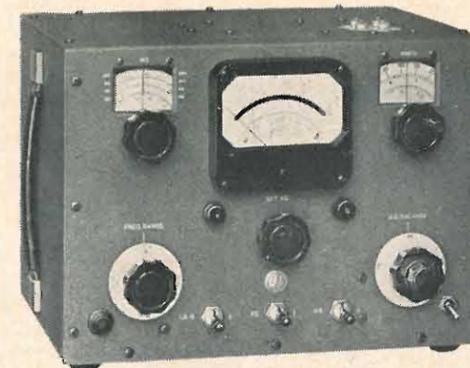
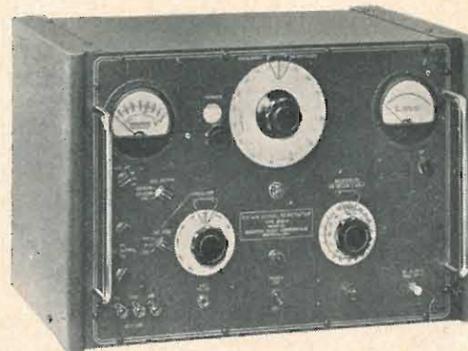
I NOSTRI PREZZI SI INTENDONO FRANCO DI PORTO E SENZA SPESE DI IMBALLAGGIO

CIRQUE - RADIO - 24, Bd des Fille-du-Calvaire - PARIS II°

BOONTON

RADIO CORPORATION

Affiliata della Hewlett-Packard

Strumenti da laboratorio e per collaudi — Conosciuti in tutto il mondo per la qualità e la sicurezza di impiego

Misuratori di Q	**Modelli**	**Campo di frequenza**	**Valori del Q**	**Capacità di accordo**	**Precisione del Q**		**Prezzi**
	260 AP	da 50 KHz. a 50 MHz.	da 10 a 625	da 30 pF. a 460 pF.	5% a 30 MHz.		L. 8/8.750
	190 AP	da 20 MHz. a 260 MHz.	da 5 a 1200	da 7,5 pF. a 100 pF.	7% a 100 MHz.		L. [illegible]
	280 AP	da 210 MHz a 610 MHz	da 10 a 25000	da 4 pF. a 25 pF.	20%		L. 2.256 250
Comparatori di Q	**Modello**	**Campo di frequenza**	**Valori del Q**	**Misure di induttanza**	**Misure di capacità**	**Misure di resistenza**	**Prezzi**
	265 A	da 200 KHz. a 70 MHz.	da 30 a 500	da 0,15 µh a 15 mh	da 5 pF. a 0,01 µF.	da 500 ohm a 20 Mohm	L. 755.250
Generatori di segnali FM-AM	**Modelli**	**Campo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Modulazione FM**	**Modulazione AM**		**Prezzi**
	202 E	da 54 MHz. a 216 MHz.	da 0,1 µV. a 0,2 V	da 0 a 240 KHz.	da 0 a 50%		L. 1.068.750
	202 G	da 195 MHz. a 270 MHz.	da 0,1 µV. a 0,2 V.	da 0 a 240 KHz.	da 0 a 100%		L. 1.045.000
	225 AP	da 10 MHz. a 500 MHz.	da 0,1 µV. a 0,1 V.	da 0 a 60 KHz.	da 0 a 30%		L. 897.750
Generatori di segnali Sweep	**Modello**	**Camo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Valori di Sweep**	**Modulazione AM**	**Mercatori**	**Prezzi**
	240 AP	da 4,5 MHz. a 120 MHz.	da 1 µV. a 0,3 V. in Sweep, da 1 µV. a 0,1 V. in CW e AM	da ±1% a ±30% della freq. centrale	30%	A cristallo ed a battimento	L. 1.729.000
Strumenti misura transistori	**Modello**	**Valori di α**	**Valori di β**	**Valori di impedenza d'ingresso h_{ib}**			**Prezzi**
	275 A	da 0,100 a 0,9999	da 7 a 200	da 0,30 ohm a 3000 ohm			L. 888.250
Misuratori d'impedenza	**Modello**	**Campo di frequenza**	**Valori di resistenza**	**Valori di capacità**	**Valori di induttanza**		**Prezzi**
	250 A	da 500 KHz. a 250 MHz.	da 15 ohm a 100.000 ohm	da 0 a 20 pF.	da 0,001 µh a 100 mh		L. 1.448.750
Calibratori di generatori di segnali	**Modelli**	**Campo di frequenza**	**Ingresso calibrato**	**Uscita calibrata**	**Valori di AM**		**Prezzi**
	245 C	da 500 KHz. a 1000 MHz.	0,025 V.-0,05 V.-0,1 V.	5 µV.-10 µV.-20 µV.	10%-100%		L. 370.500
	245 D	da 500 KHz. a 1000 MHz	0,025 V.-0,05 V.-0,1 V.	0,5 µV.-1 µV.-2 µV.	10%-100%		L. 365.750
Convertitori	**Modelli**	**Campo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Modulazione FM**	**Modulazione AM**	**Come accessori per:**	**Prezzi**
	207 EP	da 100 KHz. a 55 MHz.	da 1 µV. a 0,1 V.	da 0 a 240 KHz.	da 0 a 50%	mod. 202 E	L. 408.500
	207 GP	da 100 KHz. a 55 MHz.	da 1 µV. a 0,1 V.	da 0 a 240 KHz.	da 0 a 100%	mod. 202 G	L. 494.000
	203 B	da 100 KHz. a 25 MHz.	da 1 µV. a 0,1 V.	da 0 a 15 MHz.	30%	mod. 240 AP	L. 399.000

Gli strumenti « B.R.C. » sono progettati e costruiti secondo i migliori requisiti dell'industria; tali requisiti hanno fatto del marchio « B.R.C. » un sinonimo di precisione e di sicurezza in tutto il mondo.

Prezzi per merce consegnata franco Milano sdoganata. Continui progressi circuitali possono alterare le caratteristiche di cui sopra che sono pertanto soggette ad essere cambiate senza preavviso.

Hewlett-Packard S.A.

Ginevra (Svizzera) — Rue du Vieux-Billard 1 — Tel. (022) 26 43 36

HPSA - 8 - 475

di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO **MILANO** Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811

FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — **tel. 767.250 — 767.941**

"No Noise,,"

Disossida - Ristabilisce - Lubrifica i Contatti dei:

- COMMUTATORI
- GRUPPI AF
- CONTATTI STRISCIANTI delle commutazioni a pulsante
- NON ALTERA nè modifica le CAPACITÀ - INDUTTANZE - RESISTENZE
- NON INTACCA le parti isolanti, i dielettrici, e la plastica
- NON CORRODE i metalli preziosi

Confezione in BARATTOLO SPRUZZATORE da 6 once, corredato di prolunga per raggiungere i punti difficilmente accessibili

Prodotto ideale per i Tecnici Riparatori Radio TV e Elettronica

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

Via Palestrina, 40 - Milano - Tel. 270.888

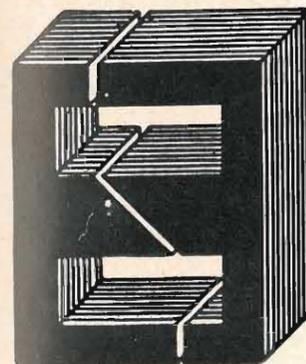
Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO" SEGNALIAMO:

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA

TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela **Lire 6.000**

TASSINARI UGO

Via Privata Oristano, 9
Telefono 2571073
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

ECCEZIONALE!!!

Radio Transistor con borsa auricolare	L. 11.500
Fonovaligia Amplificata con 10 dischi 45 giri	L. 12.500
Radiogrammofono a tastiera AM-FM con 10 dischi 45 giri	L. 20.650
TV 23" con secondo canale	L. 85.000

Grande assortimento di altri modelli Elettrodomestici di ogni genere A prezzi di assoluta concorrenza

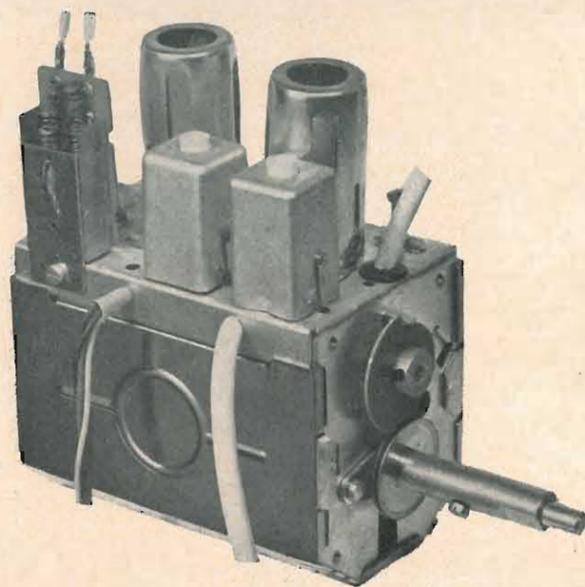
TUTTE LE PARTI STACCATE RADIO - TV

LISTINI ILLUSTRATI GRATIS A RICHIESTA

F.A.R.E.F. RADIO

MILANO - Via A. Volta 9 - Tel. 666.056

Sintonizzatore TV per VHF
tipo
JUNIOR

La tecnica moderna Vi offre oggi un tipo di sintonizzatore, il quale, pur mantenendo le doti di un eccellente sintonizzatore VHF, Vi permette di avere tramite commutazione di un semplice tasto, il primo o il secondo programma.

Questo tipo di sintonizzatore differisce dai comuni per l'impiego di un circuito aggiuntivo a π atto a guadagnare di circa due volte l'uscita del sintonizzatore UHF.

DATI MEDI DI UN SINTONIZZATORE « JUNIOR »:

- guadagno: $\geq$ 40 dB
- reiezione in M.F. presa a 45-75 Mhc: 20 dB
- reiezione di immagine: $\geq$ 60 dB su tutti i canali
- deriva: per i canali alti: $<$ 200 Kc
- deriva: per i canali bassi: $<$ 150 Kc
- larghezza di banda (3 dB): 8 Mhc

★

ORSINI
componenti Radio TV

MILANO - VIA GIORGIO VASARI, 22 - TELEFONO 58 26 87

Tester per Elettrotecnici V 202 A

DATI TECNICI

Voltmetro in c.a.

Da 0 a 300 V su una scala di 110 mm - Consumo voltmetrico: 2,5 mA circa.

Amperometro in c.a.:

Da 0 a 30 A in quattro portate: 0-1; 0-3; 0-10; 0-30 A f.s. - Caduta di tensione amperometrica: 0,01 V.

Ohmmetro:

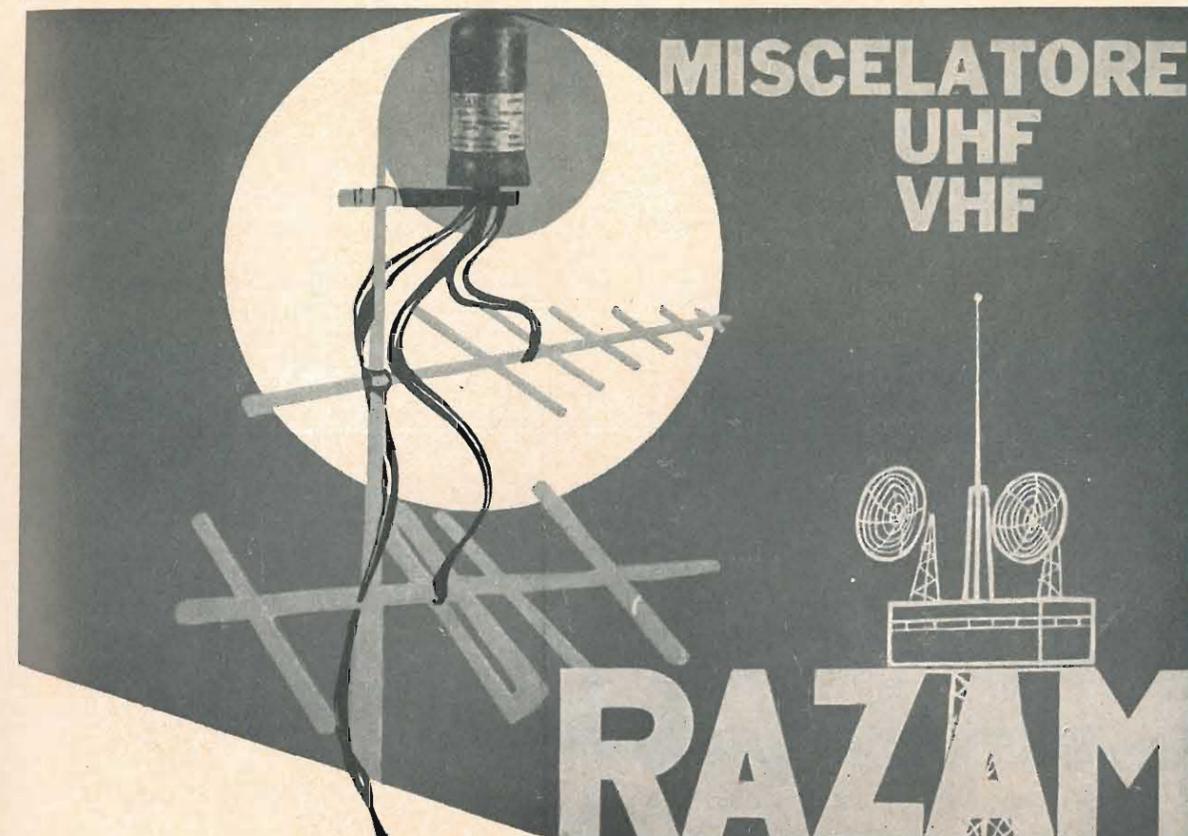
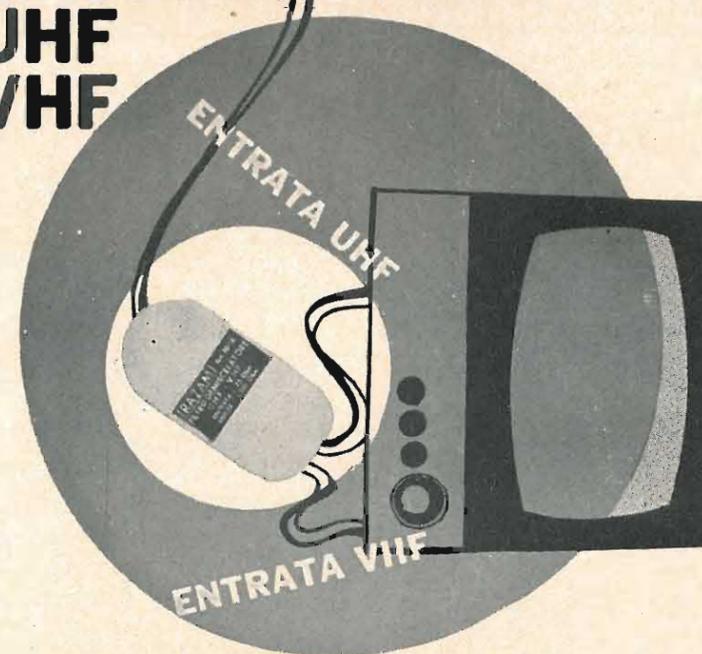
Da 0 a 100 KΩ con 1.000 Ω centro scala.

Lampada al neon:

Per il controllo dell'isolamento.
Milliamperometro elettromagnetico ad ampio quadrante con equipaggio mobile montato su gioielli antiurto.

Pila per l'alimentazione dell'Ohmmetro da 1,5 V alloggiata in apposito scomparto accessibile dalla parte posteriore dell'apparecchio.

Dimensioni: 195x135x60 mm. - **Peso:** kg. 1,900.

UNA MILANO - Via Cola di Rienzo 53a
Telefoni 47 40 60 - 47 41 05

2 PROGRAMMI UN SOLO CAVO

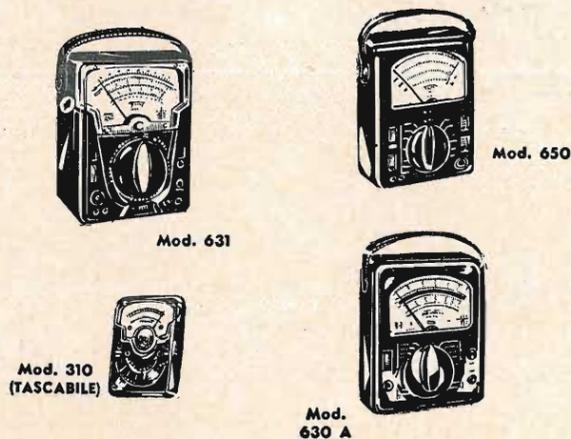
Miscelatore M. 22 e Filtro Demiscelatore FD. 16 RAZAM
Costituzione: Adattamento d'impedenza 300-62/75 e 62/75 -300 ohm. rispettivamente. Filtri per i segnali UHF-VHF con attenuazione > 40 Db. Attenuazione del segnale < 2 Db.
Prezzo L. 4.800 la coppia

RANIERI ZAMMIT
VIA CANTORE 6 - TEL. 8391073
CORSICO (MILANO)

30 TIPI DI STRUMENTI, MONTATI O IN SCATOLA DI MONTAGGIO, TRA CUI ALCUNI NUOVISSIMI, PER LE PIÙ VARIE MISURAZIONI E CONTROLLI - RADIO - TV - TELEGRAFIA, ecc.

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 Tel. 870410 - 893465

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 Tel. 278855

Dott. Ing. PAOLO AITA

Corso S. Maurizio 65 - TORINO - Telef. 82.344

FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITÀ

ROCOL

Lubrificanti speciali al **BISOLFURO DI MOLIBDENO** prodotti dalla **ROCOL Ltd. Swillington - Leeds - England**, l'industria inglese che **PER PRIMA** ha studiato e lanciato i lubrificanti molibdenizzati.

Una completa gamma di oli, grassi e paste al bisolfuro di molibdeno, con elevatissime proprietà lubrificanti, oltre alla speciale **SERIE « KILOPOISE »** di prodotti ad altissima viscosità particolarmente studiata per **L'INDUSTRIA RADIO - TELEVISIVA** (miscele bloccanuclei, per potenziometri, contro l'effetto corona, ecc.).

Per maggiori dettagli, cataloghi, listini, dati tecnici, campioni, rivolgersi al rappresentante esclusivo per l'Italia:

KIMATES S.p.A.
Via F. Filzi, 27 - Tel. 653.221 - 653.250
MILANO

MILANO - Via Lorenteggio 255 - Tel. 427650 - 427646

Radioamatori, Tecnici, Industrie Elettroniche!

A Bologna è pronto uno stock di materiale surplus che comprende oltre 200.000 valvole speciali, trasmittenti industriali; inoltre, trasformatori, cuffie, apparati, motori, strips, premontaggi, pannelli, transistori, zoccoli, tubi catodici, tubetti isolanti, ecc. ecc.

Il catalogo per questo materiale è **GRATIS** *e Vi verrà inviato su semplice richiesta.*

Fantini Surplus - Via Begatto 9/5 - **Bologna**

Valvole termoioniche per radio televisione - Industria

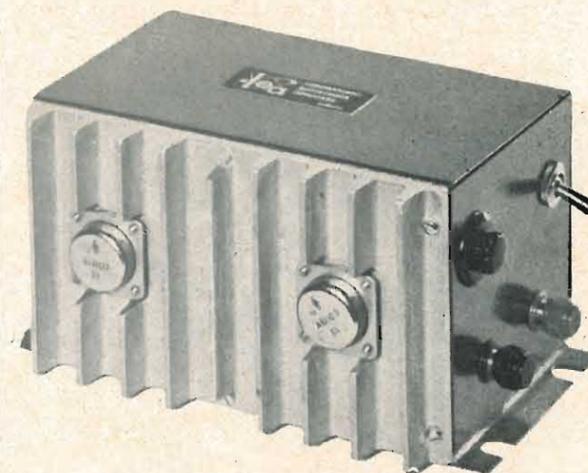
Massime garanzie

Richiedete listini e preventivi:

COTES

San Felice del Benaco - (Brescia) - Tel. 33

Invertitori e Survoltori

a transistori

Invertitore cc - ca mod. CT6 particolarmente studiato per automezzi e imbarcazioni.

Alimentazione: 12 V cc
Tensione di uscita: 220 V - 50 Hz
Potenza nominale: 100 W
Rendimento: 82% a 100 W
Dimensioni: 100 x 115 x 190 mm.
Peso: 3,500 Kg.
Prezzo L. 26.000

Altri modelli con tensione c.c. d'ingresso 12 o 24 V - frequenza di funzionamento 50 - 400 Hz.

per mezzi mobili
per lampade fluorescenti
per marina
per areonautica

laboratorio elettronica applicata

Milano - Via Maffucci 26 - Tel. 371159

GENNAIO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente **Alfonso Giovene**
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Dieci anni di televisione in Italia

Ricorre nel 1962 il decimo anniversario dell'inizio delle trasmissioni regolari di televisione in Italia.
E poichè nello scorso numero abbiamo simpaticamente rievocato in questa stessa sede, gli « anni verdi » della radiofonia italiana, riteniamo opportuno e gradito per i nostri lettori, fare altrettanto per la TV.
Siamo nel 1928, l'epoca pionieristica della TV: in Inghilterra Baird, e successivamente in America Jenkins e Conrad, realizzano i primi esperimenti pratici con scansione meccanica a disco di Nipkow a 30 e 60 fori.
In Italia Banfi, realizza presso la sede dell'EIAR a Milano il primo impianto sperimentale di televisione per telecinema e presa diretta, con scansione a disco di Nipkow a 60 fori, collegato ad una piccola trasmittente da 50 watt in onda corta (15 metri).
Due anni più tardi, nel 1930 un impianto analogo (scansione meccanica a 60 righe) viene montato all'EIAR di Roma ove viene impiegato a scopo dimostrativo e di ricerca. Tale impianto viene poi trasferito a Torino ove, presso la sede centrale della SIP, vengono date interessanti dimostrazioni di televisione in circuito chiuso ai Reali d'Italia ed alle massime personalita del Governo.
L'anno successivo (1931) un impianto simile ma perfezionato con scansione (sempre meccanica) a 90 righe e telecinema viene presentato dall'EIAR alla 3ª Mostra Nazionale della Radio a Milano.
Mentre i vari impianti sperimentali succitati venivano realizzati sotto la direzione ed il personale intervento di chi scrive queste note, a Milano un altro pioniere della TV, il Castellani, realizzava presso la SAFAR un impianto analogo, dapprima con scansione meccanica e successivamente (1936) con scansione elettronica.
Nella stessa epoca l'EIAR installava a Roma un completo impianto sperimentale con telecamere ad iconoscopio ed analisi a 441 righe.
Due trasmettitori in VHF (uno per il video ed uno per il suono) installati a Monte Mario irradiavano le prime trasmissione sperimentali di TV dell'EIAR, che si susseguirono per quasi un anno, sino allo scoppio dell'ultima guerra mondiale.
Contemporaneamente (1940) veniva realizzato a Milano presso la Torre del Parco Nord, in collaborazione EIAR - Magneti Marelli, un secondo impianto sperimentale di TV, al quale si dedicarono gli ingegneri Banfi e Vaudetti dell'EIAR per la parte a radiofrequenza ed il compianto prof. Vecchiacchi (con una valente schiera di collaboratori) della Magneti Marelli per la parte a video frequenza.
Dopo la tragica parentesi dell'ultima guerra, la TV fece la sua prima riapparizione in pubblico presso la Fiera di Milano del 1947 (in occasione del cinquantenario della scoperta di Marconi) ove mediante un moderno impianto mobile della RCA americana venne effettuata per la prima ed unica volta la ripresa televisiva diretta di uno spettacolo dal Teatro alla Scala, sotto la supervisione tecnica dello scrivente.
La RAI succeduta all'EIAR, riprese ad interessarsi della TV nel 1948, affiancando con delle trasmissioni sperimentali effettuate a Torino l'opera di una Commissione tecnica nominata dal C.N.R. per la scelta dello « standard » da adottarsi.
Scelto finalmente lo « standard » TV a 625 righe, e confermato ufficialmente attraverso un Decreto ministeriale, la RAI dopo quasi due anni di trasmis-

(il testo segue a pag. 058)

Studio e interpretazione delle principali curve caratteristiche dei transistori*

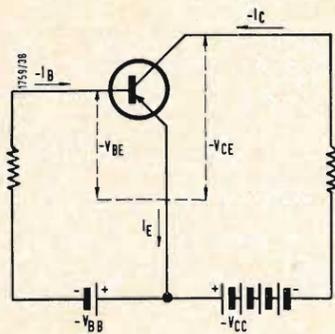



Fig. 1

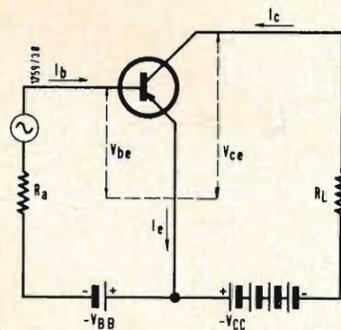



Fig. 3

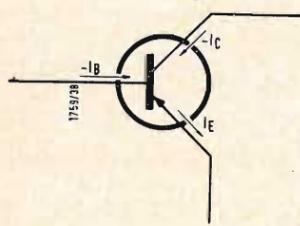



Fig. 2

1. - SIMBOLI USATI

I transistor vengono impiegati nella maggior parte dei casi in circuiti con emettitore comune; per questo motivo lo studio delle caratteristiche si limiterà alle curve fornite dal costruttore per i montaggi con emettitore comune.

È indispensabile poter identificare, mediante opportuni simboli, le differenti correnti e tensioni relative ad un circuito equipaggiato con transistor, sia in regime statico che in regime dinamico.

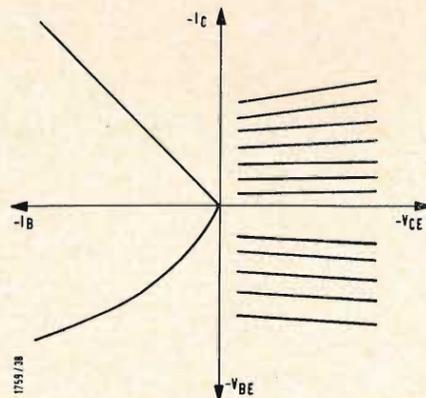
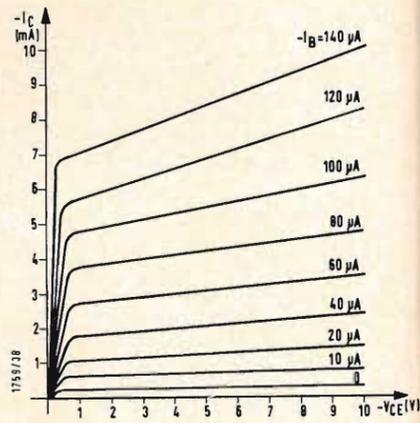
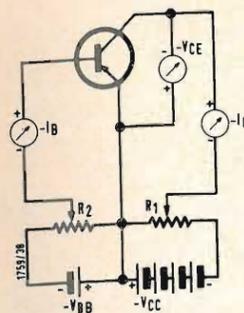
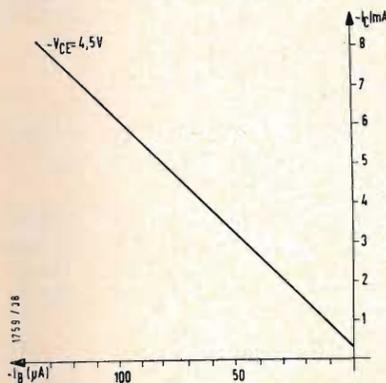
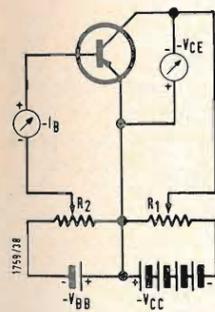
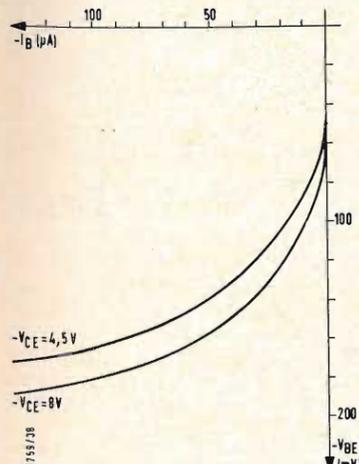
1.1 - Regime statico (tensioni e correnti continue)

Il circuito impiegato è quello della fig. 1.
Indicheremo:
— la tensione collettore-emettitore con — V_{CE}

— la tensione base-emettitore con — V_{BE}
— la tensione fornita dalla batteria che alimenta il collettore con — V_{CC}
— la tensione fornita dalla batteria di polarizzazione di base con — V_{BB}
— la corrente di collettore con — I_C
— la corrente di base con — I_B
— la corrente di emettitore con I_E

I simboli del collettore e della base sono preceduti dal segno — in quanto ad essi è applicata una tensione negativa rispetto all'emettitore.

Le correnti di base e di collettore hanno sempre senso inverso rispetto alla corrente di emettitore (fig. 2); il senso delle correnti di base e di collettore è indicato mediante il segno —.

1.2. - Regime dinamico (tensioni e correnti alternate)

Il circuito impiegato è indicato in fig. 3.
Indicheremo:
— la tensione collettore-emettitore mediante V_{ce}
— la tensione base-emettitore mediante V_{be}
— la corrente di collettore mediante I_c
— la corrente di base mediante I_b
— la corrente di emettitore mediante I_e

I simboli precedentemente indicati si riferiscono ai valori efficaci delle correnti e delle tensioni; i valori di cresta cresta saranno indicati in questa maniera:
— valore di cresta della tensione collettore-emettitore: $V_{ce\ cresta-cresta}$
— valore di cresta-cresta della tensione collettore-emettitore: $V_{ce\ cresta-cresta}$

2. - CURVE CARATTERISTICHE DI UN TRANSISTORE

Vogliamo ora indicare il modo con cui vengono tracciate le curve caratteristiche di un transistor; successivamente vedremo come queste curve potranno essere impiegate.

I costruttori forniscono una serie di curve; alcune riguardano il montaggio con base comune, altre il montaggio con emettitore comune.

Le varie tensioni e correnti di un transistor sono legate le une alle altre da certe relazioni; infatti, la tensione collettore-emettitore dipende dalla corrente di collettore, la corrente di collettore è funzione della corrente di base; la corrente di base a sua volta risulta definita dalla tensione base-emettitore e la tensione base-emettitore varia, in certe condizioni, con la tensione collettore-emettitore.

Le curve che ci accingiamo a studiare fissano le relazioni esistenti tra questi quattro parametri.

La figura 4 indica una serie completa di curve caratteristiche riferentesi ad un transistor montato in un circuito con emettitore comune.

Questa figura si divide in quattro parti:
in alto a destra, è indicata la funzione $-I_C = f(V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$;
in alto, a sinistra, è indicata la funzione $-I_C = f(I_{-B})$ per un determinato valore di $-V_{CE}$;
in basso, a sinistra, è indicata la funzione $-I_B = f(-V_{BE})$ per un determinato valore di $-V_{CE}$;
in basso, a destra, è indicata la funzione $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$.

2.1. - Curva caratteristica — I_C = f (— V_{CE}) per differenti valori di — I_B

Questa curva (fig. 5) rappresenta le variazioni della corrente di collettore, $-I_C$, in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$, per differenti valori della corrente di base, $-I_B$.

Si realizzi il circuito indicato in fig. 6.

La tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$, viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua collegato tra collettore ed emettitore.

La corrente di collettore, viene misurata da un milliamperometro per corrente continua disposto in serie al circuito del collettore.

La corrente di base viene misurata mediante un microamperometro per corrente continua inserito in serie al circuito di base.

La tensione collettore-emettitore è regolabile mediante il potenziometro R_1; la corrente di base può essere regolata mediante il potenziometro R_2. Le polarità dei vari strumenti sono state indicate nello schema (fig. 6).

Si regoli, mediante R_2, $-I_B = 10$ μA; si faccia variare la tensione collettore-emettitore, mediante R_1, da 0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di $-V_{CE}$, i corrispondenti valori di $-I_C$.

Si regoli, mediante R_2, $-I_L = 20$ μA; si faccia variare, mediante R_1, la tensione collettore-emettitore da 0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di $-V_{CE}$, i corrispondenti valori di I_C.

In questa maniera, si possono effettuare analoghe misure per differenti valori di $-I_B$ ottenendosi in tal modo la famiglia di curve indicata in fig. 5.

2.2. - Curva caratteristica — I_C = f (— I_C) per differenti valori di — V_{CE}

Questa curva (fig. 7) rappresenta la variazione della corrente $-I_C$ in funzione delle variazioni della corrente di base. $-I_B$, per differenti valori della tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$.

Il circuito impiegato è quello della fig. 8

La tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$, viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua inserito tra il collettore e l'emettitore del transistor.

La corrente di collettore viene misurata mediante un milliamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito del collettore.

La corrente di base viene misurata mediante un microamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito di base.

Si regoli, mediante R_1, $-V_{CE} = 4{,}5$ V, si faccia variare $-I_B$, mediante R_2; si indichino per differenti valori di $-I_B$ i corrispondenti valori di $-I_C$. La retta indicata in fig. 7 è stata ottenuta efftuando le precedenti misure per un valore della tensione collettore- emettitore $V_{CE} = 4{,}5$ V.

2.3. - Curva caratteristica — I_B = f (— V_{BE}) per differenti valori di — V_{CE}

Questa curva (fig. 9) rappresenta le variazioni della corrente di base, $-I_B$, in funzione delle variazioni della ten-

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

Fig. 9

(*) Rielaborato dal *Bollettino Tecnico d'Informazione Philips*, n. 27, e dal volume *Diodes et transistors* di G. Fontaine edito dalla Biblioteca Tecnica Philips.

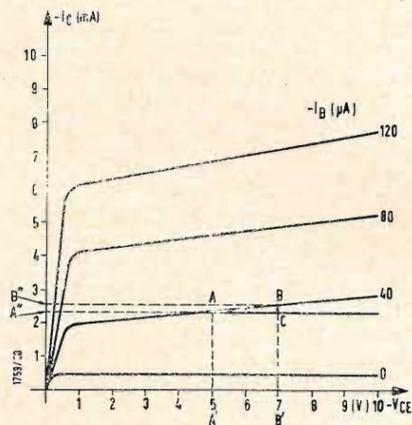
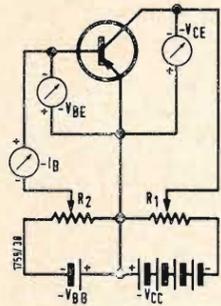
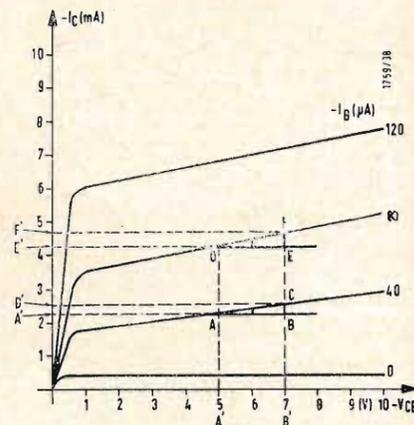



Fig. 13 Fig. 14

Fig. 10, Fig. 12

Fig. 11

sione base-emettitore, $-V_{BE}$, per differenti valori della tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$.
Il circuito impiegato è quello della fig. 10.
La tensione base-emettitore si regola mediante R_2; la tensione collettore-emettitore mediante R_1.
$-V_{BE}$ viene misurata mediante un millivoltmetro per corrente continua inserito tra la base e l'emettitore del transistor.
Si regoli $-V_{CE} = 4,5$ V mediante R_1, indi si faccia variare $-V_{BE}$; si notino per differenti valori di $-V_{BE}$, i corrispondenti valori di $-I_B$.
Le curve indicate in fig. 9 sono state ottenute ripetendo le misure precedenti per differenti valori di $-V_{CE}$.

2.4. - Curva caratteristica $-V_{CE} = f(-V_{BE})$ per differenti valori di $-I_B$

Questa curva (fig. 11) rappresenta le variazioni della tensione base-emettitore, $-V_{BE}$, in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$, per differenti valori della corrente di base, $-I_B$.
Il circuito impiegato è quello della fig. 12.
Si regoli, mediante R_2, $-I_B = 10$ µA. Si faccia variare, mediante R_1, $-V_{CE}$ e si notino, per differenti valori di $-V_{CE}$, i corrispondenti valori di $-V_{BE}$.
La famiglia di curve indicata in fig. 11 si è ottenuta ripetendo le precedenti misure per differenti valori della corrente di base.
Nell'impiego di queste curve caratteristiche noi useremo sempre la disposizione degli assi (ascissa e ordinata) quale risulta rappresentata nella fig. 4.

3. - IMPIEGO DELLE CURVE CARATTERISTICHE

La caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$ e la caratteristica $-I_B = f(-V_{BE})$ per differenti valori di $-V_{CE}$, hanno una considerevole importanza nello studio del funzionamento del transistor.
La prima di queste curve caratteristiche consente infatti di definire il comportamento dell'uscita del transistor e del carico; *la seconda* caratteristica consente invece di definire il comportamento d'ingresso del transistor e del circuito ad esso collegato.
Le curve caratteristiche $-I_C = f(-I_B)$, per differenti valri di $-V_{CE}$, e le curve caratteristiche $-V_{BE} = f(-V_{CE})$, per differenti valori di $-I_B$, sono meno importanti; le prime consentono di definire l'azione del circuito d'ingresso sul circuito di uscita, le seconde la reazione del circuito di uscita sul circuito d'ingresso.

3.1. - Curva caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$

Questa curva caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di tre importanti elementi e cioè:
la resistenza di uscita del transistor,
il guadagno in corrente del transistor,
la retta di carico.

3.1.1. - Resistenza di uscita del transistor

La caratteristica impiegata è rappresentata in fig. 13.
Sia $-V_{CE} = 5$V; questa tensione corrisponde al punto A' sull'asse $-V_{CE}$.
Tracciamo, dal punto A', la perpendicolare a questo asse e supponiamo che il transistor lavori con una corrente di riposo di base $-I_B = 40$ µA; questa perpendicolare taglia la caratteristica

(1) Per angolo α intendiamo l'angolo che nel triangolo CAB ha per vertice A. Analoga osservazione vale per l'angolo β e gli altri.

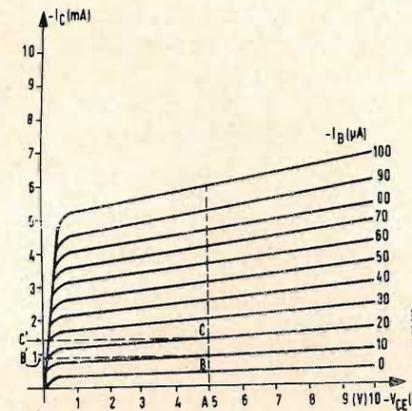



Fig. 15, Fig. 16

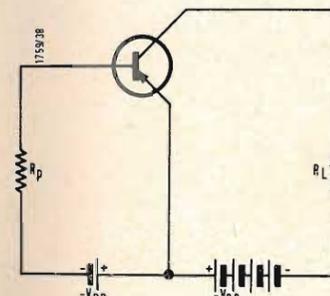
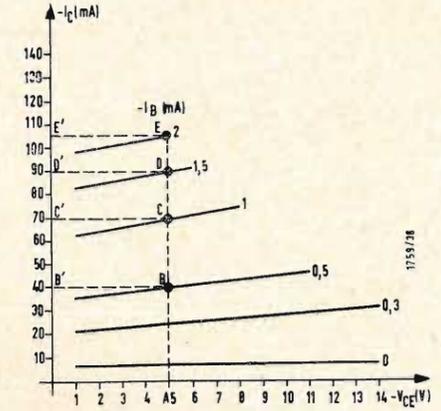



Fig. 17

($-I_B = 40$ µA) nel punto A. La sua proiezione sull'asse $-I_C$ determina il punto A''.
Prolunghiamo $A''A$; la caratteristica fa un angolo α con questa orizzontale.(1)
Supponiamo che $-V_{CE}$ vari da 5 a 7 V (punto B); la perpendicolare innalzata da questo punto sull'asse $-V_{CE}$ determina il punto C sull'orizzontale (prolungamento di $A''A$) e un punto B sulla caratteristica.
Proiettiamo il punto B sull'asse $-I_C$, (punto B'')

$$tg\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A''B''}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(A)}}$$

$\Delta I_C = 0,2$ mA, $\Delta V_{CE} = 2$ V.

$$R_{S(A)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = 10.000\ \Omega$$

La perpendicolare innalzata dal punto A' determina sulla caratteristica $-I_B = 80$ µA (fig. 14) il punto D. La proiezione del punto D sull'asse $-I_C$ determina un punto E'; la perpendicolare innalzata dal punto B' determina, su questa stessa caratteristica, un punto F; la proiezione di F sull'asse $-I_C$ è indicata da F'. L'angolo δ formato dalla caratteristica con l'orizzontale viene espresso mediante la sua tangente e cioè:

$$tg\delta = \frac{EF}{DE} = \frac{E'F'}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(A)}}.$$

$A'B'$ rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore ΔV_{CE}, $E'F'$ la variazione corrispondente (ΔI_C) della corrente di collettore.

$\Delta V_{CE} = 2$ V; $\Delta I_C = 0,3$ mA

$$R_{S(A)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{3 \cdot 10^{-4}} = 6500\ \Omega.$$

ΔV_{CE} è costante nei due casi; ΔI_C è maggiore per l'angolo δ che per l'angolo α; infatti, $E'F'$ è maggiore di $B''A''$.
Siccome la tangente dell'angolo δ è maggiore della tangente dell'angolo α, anche $1/R_{S(D)}$ sarà maggiore di $1/R_{S(A)}$; di conseguenza, la resistenza di uscita del transistor, per $-I_B = 80$µA (corrispondente a $-I_C = 4,5$ mA), è inferiore a quella corrispondente a $-I_B = 40$ µA (corrispondente a $-I_C = 2,25$ mA). La resistenza di uscita del transistor viene definita, per una data tensione, dall'angolo che la caratteristica forma con l'orizzontale.
Lo studio delle sue variazioni indica che essa tende a diminuire quando la corrente di collettore $-I_C$ aumenta; infatti, quando $-I_C$ aumenta, anche l'angolo formato dalla curva caratteristica con l'orizzontale aumenta e, conseguentemente, anche la tangente e diminuisce corrispondentemente la resistenza di uscita.

3.1.2. - Guadagno in corrente del transistor

Il guadagno in corrente di un transistor viene definito dal rapporto tra le variazioni della corrente di collettore, ΔI_C, e le variazioni della corrente di base che le hanno provocate, ΔI_B. Questa definizione vale per il montaggio con emettitore comune.
In questo caso, il guadagno in corrente viene indicato mediante le lettere α' o β per cui:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Le caratteristiche impiegate sono rappresentate in fig. 15. Sia $-V_{CE} = 5$ V. Questa tensione è rappresentata sull'asse $-V_{CE}$ dal punto A.
Innalziamo la perpendicolare da questo punto: questa determina un punto B sulla caratteristica $-I_B = 10$ µA ed un punto C sulla caratteristica $-I_B = 20$ µA.
Proiettiamo i punti B e C sull'asse $-I_C$; la proiezione di B è determinata dal punto B' la proiezione di C dal punto C'.
Quando il punto di riposo della corrente di base si sposta dal punto B al punto C, la corrente varia da 10 a 20 µA e la corrente di collettore varia, corrispondentemente, dal punto B' al punto C'.
B' corrisponde a $-I_C = 600$ µA, mentre C' corrisponde a $-I_C = 1.200$ µA
$B'C'$ rappresenta la variazione della corrente di collettore, per cui $\Delta I_C = 600$ µA.

$$\beta = \frac{B'C'}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente in funzione della corrente di collettore dipende dal tipo di transistor impiegato.

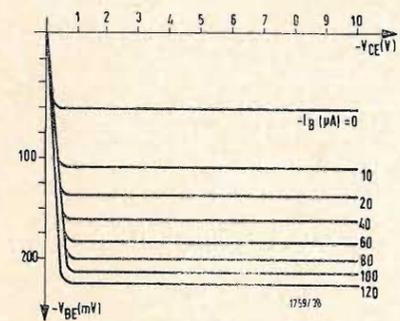
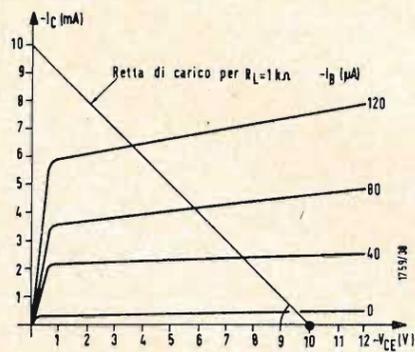



Fig. 18, Fig. 19

Nel caso di un transistor di piccola potenza lo scarto esistente tra le varie curve caratteristiche, per una stessa variazioni della corrente di base, è costante; guaadagno in corrente è quindi costante qualunque sia il valore della corrente di riposo del collettore.
Per i transistor di potenza, le caratteristiche impiegate sono indicate in fig. 16 (per esempio, OC72).
Definiamo, come abbiamo fatto prima, un valore di tensione di riposo collettore-emettitore $-V_{CE} = 5$ V (punto A)
Da questo punto innalziamo la perpendicolare all'ascissa; questa determina un punto B sulla caratteristica $-I_B = 0{,}5$ mA, un punto C sulla caratteristica $-I_B = 1$ mA, un punto D sulla caratteristica $-I_B = 1{,}5$ mA ed infine un punto E sulla caratteristica $-I_B = 2$ mA.
Proiettiamo i punti B, C, D, E sull'asse $-I_C$; i punti B', C', D', E', quelli che detta proiezione forma con l'asse $-I_C$:

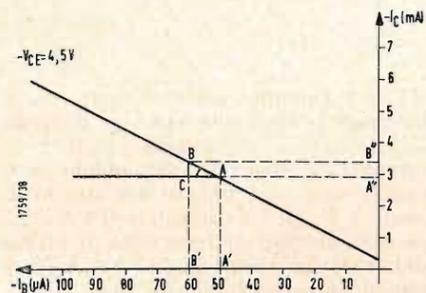



Fig. 20, Fig. 21

B' corrisponde a una corrente di collettore $-I_C = 40$ mA, C' ad una corrente di collettore $-I_C = 70$ mA, D' a una corrente di collettore $-I_C = 90$ mA e infine E' ad una corrente di collettore $-I_C = 105$ mA.
Quando il punto di riposo si sposta dal punto B al punto C, la corrente di base varia da 0,5 a 1 mA, ossia $\Delta I_B = 1{,}00 - 0{,}5 = 0{,}5$ mA; la corrente di collettore passa da B' a C', ossia $\Delta I_C = 70 - 40 = 30$ mA.
Il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{30}{0{,}5} = 60.$$

Quando il punto di riposo passa dalla posizione D alla posizione E, la corrente di base varia da 1,5 a 2 mA; vale a dire $\Delta I_B = 2 - 1{,}5 = 0{,}5$ µA; la corrente di collettore passa dal valore D' al valore E', ossia $\Delta I_C = 105 - 90 = 15$ mA. In questo caso, il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{15}{0{,}5} = 30.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza, in un circuito con emettitore comune, diminuisce pertanto allorquando la corrente di riposo di collettore aumenta.
Questa constatazione può essere anche dedotta dalla caratteristica $-I_C = f(-I_B)$ di questo transistor.

3.1.3. - Retta di carico in corrente continua

Retta di carico viene definita quella retta che con l'asse delle ascisse forma un angolo α, tale che $tg\alpha = 1/R_L$, dove R_L rappresenta la resistenza di carico del transistor.
Il circuito è indicato in fig. 17.
$-V_{CC} = 10$ V; $R_L = 1.000$ Ω.
La famiglia di curve caratteristiche impiegate è indicata in fig. 18.
L'origine della retta di carico si trova sul punto A tale che:

$-V_{CE} = -V_{CC} = 10$ V.
La retta di carico AB forma con l'asse delle ascisse $(-V_{CE})$ un angolo α
La tangente di questo angolo è uguale a:

$$tg\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{RL}} = \frac{1}{R_L}$$

Le unità impiegate devono essere per V_{RL} il volt, per I_C l'ampere, per R_L l'ohm; si può quindi esprimere direttamente la tangente dell'angolo α mediante $1/R_L$: R_L risulta espresso in ohm quando l'asse $-I_C$ è graduato in ampere e l'asse $-V_{CE}$ in volt.
Se $-V_{CE}$ è espresso in volt e $-I_C$ in mA, $tg\alpha = 1/R_L$ è valida solo se R_L è espressa in kiloohm.
In fig. 18, $-I_C$ è espresso in mA, $-V_{CE}$ in V per cui:

$$tg\delta = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1} = 1.$$

L'angolo con tangente uguale ad 1 è un angolo di 45°. Tracciamo sulla fig. 18 una retta che forma con l'asse delle ascisse $-V_{CE}$, nel punto A, un angolo di 45°; essa rappresenta la retta di carico del transistor per $R_L = 1.000$ Ω.
Per determinare la retta di carico, partendo dal valore della resistenza di carico, si deve tener conto delle unità impiegate sia sull'asse delle ascisse che su quello delle ordinate.
L'influenza del valore di R_L sulle varie posizioni che può assumere la retta di carico può essere studiata partendo da una famiglia di caratteristiche $-I_C = f(-V_{CE})$.
Supponiamo $R_L = 0$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{0} = \infty.$$

L'angolo cui corrisponde una tangente di valore infinito è uguale a 90°.
Sulle caratteristiche indicate in fig. 19 innalziamo, dal punto A, la perpendicolare all'asse $-V_{CE}$; questa retta rappresenta la retta di carico del transistor quando $R_L = 0$. Infatti, lo spostamento del punto di riposo su questa retta si traduce in variazioni di corrente di collettore cui non corrisponde nessuna variazione di tensione:
$\Delta V_{RL} = R_L \cdot \Delta I_C = 0 \cdot \Delta I_C = 0.$
Supponiamo $R_L = \infty$

$$tg\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{\infty} = 0.$$

L'angolo la cui tangente ha un valore nullo è uguale a 0.
La retta rappresentante questo angolo si sovrappone all'asse delle ascisse; essa corrisponde alla retta di carico del transistor quando R_L è uguale all'infinito.
La fig. 19 indica che la retta di carico si avvicina tanto più alla posizione orizzontale quanto più grande è il valore della resistenza R_L.

Fig. 22

3.2. - Curva caratteristica — $I_C = f(-I_B)$ per differenti valori di — V_{CE}

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza il guadagno in corrente del transistor e le sue variazioni.

3.2.1. - Guadagno in corrente del transistor

La caratteristica utilizzata è rappresentata in fig. 20.
Sia un punto A', sull'asse $-I_B$, individuante una certa corrente di base $-I_B = 50$ µA.
Innalziamo da questo punto la perpendicolare all'ascissa $-I_B$; essa taglia la caratteristica nel punto A.
Sia A'' la proiezione di A sull'asse della ordinata $-I_C$. A'' corrisponde ad un certo valore delle corrente di collettore: $-I_C = 2{,}8$ mA.
Sia ora un punto B', sull'asse delle ascisse, corrispondente ad una corrente di base di 60 µA.
Innalziamo dal punto B' la perpendicolare; l'incontro di questa perpendicolare con la retta caratteristica determina il punto B.
La proiezione di B sull'asse $-I_C$ è rappresentata da B''. B'' corrisponde ad una corrente di collettore $-I_C = 3{,}4$ mA.
Il guadagno in corrente di un transistor montato in un circuito con emettitore comune è definito dal rapporto:

$$\beta \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Il prolungamento di $A''A$ taglia BB' in C.
L'angolo α che la caratteristica forma con la retta orizzontale risulta determinato dalla rispettiva tangente ossia:

$$tg\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'}.$$

$B'A'$ rappresenta la viariazione della corrente di base, $\Delta I_B = 60 - 50 = 10$ µA.
$B''A''$ rappresenta la variazione della corrente di collettore $\Delta I_C = 3{,}4 - 2{,}8 = 0{,}6$ mA $= 600$ µA.

$$tg\alpha = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

La pendenza di questa caratteristica determina il guadagno in corrente del transistor.
Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente sarà meglio compreso se verrà considerato per i transistor di piccola e di grande potenza separatamente.

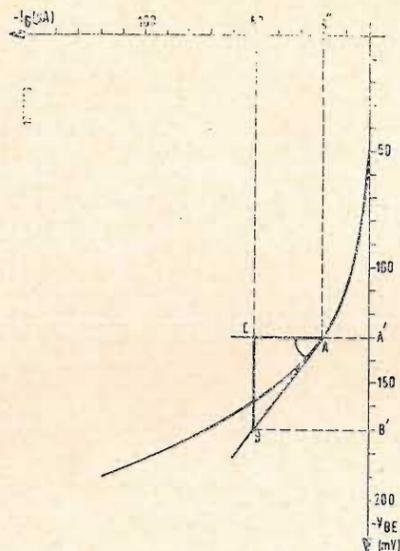



Fig. 23

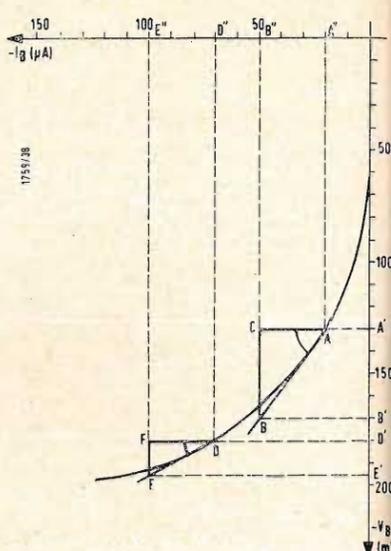



Fig. 24

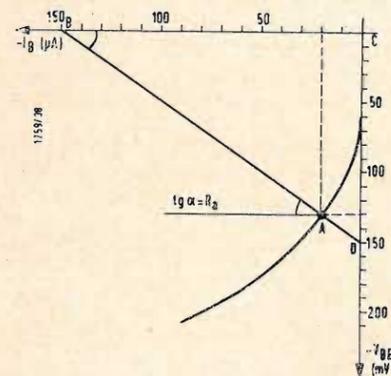



Fig. 25

3.2.2. - Transistor di piccola potenza

La caratteristica $-I_C = f(-I_B)$, per differenti valori di $-V_{CE}$, ha un andamento rettilineo (fig. 21).
La pendenza di questa caratteristica è costante; in questo caso, il guadagno in corrente non cambia quando varia la corrente di collettore.

3.2.3. - Transistor di grande potenza

La caratteristica di un transistor di grande potenza è indicata in fig. 22.
Sia un punto A', sull'asse $-I_B$, corrispondente ad una corrente di base $-I_B$ di 800 μA.
La perpendicolare innalzata dal punto A' dell'ascissa $-I_B$ incontra la curva caratteristica nel punto A, la cui proiezione sull'asse $-I_C$ determina un punto A'', corrispondente ad una corrente di collettore $-I_C = 52$ mA.
Facciamo variare $-I_B$ da 800 μA a 1 mA, ossia B' sull'asse $-I_B$. La perpendicolare innalzata dal punto B' incontra la curva caratteristica in B la cui proiezione determina, sull'asse $-I_C$, il punto B'', corrispondente ad una corrente di collettore di 62 mA.
Prolunghiamo $A''A$ e incontreremo la retta BB' in C

$$\beta = \mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

$$= \frac{62 - 52}{1 - 0{,}8} = \frac{10}{0{,}2} = 50.$$

Studiamo le stesse variazioni per $-I_B$ = 2 mA (punti D', D, D'') corrispondenti a $-I_C = 100$ mA.
Sia $-I_B = 2{,}2$ mA (punti E', E, E'') determinante un valore di $-I_C = 104$ mA.

$$\beta = \mathrm{tg}\delta = \frac{EF}{DF} = \frac{D''E''}{D'F'} = 20.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza diminuisce quando la corrente di collettore aumenta.

3.3. - Curva caratteristica — $I_B = f(-V_{BE})$ per differenti valori di $-V_{CE}$

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di due elementi molto importanti:
1) la resistenza d'ingresso del transistor,
2) la resistenza di attacco o retta di attacco del transistor.

3.3.1. - Resistenza d'ingresso del transistor

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 23.
Il transistor è polarizzato in modo che la tensione base-emettitore ($-V_{BE}$), in condizioni di riposo, sia di 130 mV, corrispondenti ad una corrente di base di 20 μA.
Sia A il punto di riposo così determinato sulla caratteristica.
Tracciamo la tangente alla curva caratteristica nel punto A ed una retta parallela all'asse $-I_B$ parimenti passante per questo punto. L'angolo α che la tangente a questa curva fa con la retta orizzontale è uguale, per una data tensione base-emettitore, alla resistenza d'ingresso del transistor. Infatti: sia A' il punto corrispondente a 130 mV sull'asse $-V_{BE}$, A'' il punto corrispondente a 20 μA sull'asse $-I_B$.
Facciamo variare $-I_B$ da 20 a 50 μA punto (B''). Innalziamo la perpendicolare dal punto B'' sull'asse $-I_B$; questa incontra l'orizzontale passante per il punto A in C e la tangente alla curva caratteristica in B.
Proiettiamo B sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B'A'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}.$$

La resistenza d'ingresso di un transistor è uguale al rapporto delle variazioni della tensione base-emettitore e le variazioni corrispondenti della corrente di base, e cioè:

$$R_{e(A)} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}.$$

Conseguentemente:

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = R_{e(A)}.$$

La pendenza della caratteristica definisce la resistenza d'ingresso del transistor per una data tensione base-emettitore.

Studio delle variazioni della resistenza d'ingresso in funzione della corrente di collettore.

Il fig. 24 è indicata la caratteristica impiegata.
Come per il caso precedente, il transistor si trova polarizzato in modo che la tensione base-emettitore sia di 130 mV (punto A'). Quest'ultimo determina un punto A sulla curva caratteristica. La proiezione del punto A sull'asse $-I_B$ (punto A'') definisce un certo valore della corrente di riposo di base $-I_B = 20$ μA. Tracciamo la tangente alla curva nel punto A come pure una retta parallela all'asse $-I_B$ passante per il punto A. Variando la corrente di base $-I_B$ da 20 a 50 μA (punto B'') e conducendo dal punto B'' la perpendicolare, quest'ultima incontrerà la precedente retta orizzontale nel punto C e determinerà un punto B sulla tangente caratteristica in precedenza tracciata.
Proiettiamo sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta B_{BE}}{\Delta I_B} =$$

$$= \frac{4 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-5}} = 1300\ \Omega.$$

Fig. 26

Fig. 27

Questo valore corrisponde alla resistenza d'ingresso del transistor per una tensione di base-emettitore $-V_{BE} = 130$ mV.
Assegnamo a $-V_{BE}$ il valore di 180 mV (D'); sulla curva caratteristica esso corrisponde al punto D.
La proiezione di D sull'asse $-I_B$ determina un punto D'' corrispondente a $-I_B = 70$ μA.
Conduciamo dal punto D la tangente alla curva e l'orizzontale passante per lo stesso punto.
Sia un punto E'', sull'asse $-I_B$, corrispondente ad una corrente $-I_B = 100$ μA; esso determina sull'orizzontale passante per il punto D il punto F, e il punto E sulla tangente alla curva nel punto D. La proiezione di E sull'asse delle ascisse, $-V_{BE}$, determina un punto E' ($-V_{BE} = 195$ mV).

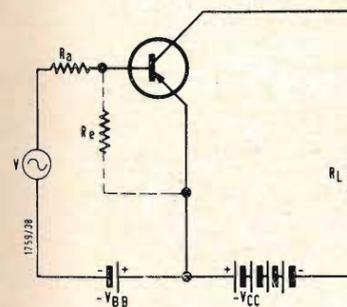
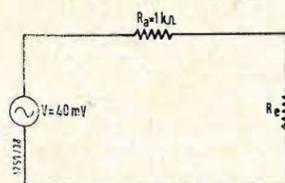
$$\mathrm{tg}\delta = R_{e(D)} = \frac{FE}{FD} = \frac{E'D'}{E''D''} =$$

$$= \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 375\ \Omega$$

La resistenza d'ingresso di un transistor diminuisce quando la corrente di collettore aumenta; infatti, un aumento di $-I_C$ è sempre la conseguenza di un aumento di $-I_B$ e R_E diminuisce quando $-I_B$ aumenta.
La caratteristica d'ingresso molto incurvata del transistor è un inconveniente notevole per la sua utilizzazione; la sua non-linearità è identica a quella della curva caratteristica di retta di un diodo al germanio.

3.3.2. - Resistenza di attacco o retta di attacco del transistor

Si chiama resistenza di attacco (R_a) la resistenza interna del generatore che «attacca» il transistor, a cui cioè il transistor è collegato.
La caratteristica impiegata è indicata in fig. 25.
Sia A un punto di riposo del transistor, corrispondente ad uea tensione base-emettitore $-V_{BE} = 130$ mV ed a una corrente di base $-I_B = 20$ μA.
Il transistor viene «attaccato» ad un generatore con resistenza interna uguale a 1.000 Ω; questo generatore fornisce a vuoto una tensione cresta-cresta di 40 mV.
Il fig. 27 è indicato lo schema equivalente del circuito d'ingresso di questo stadio.
Un generatore di resistenza interna nulla che fornisce una tensione di 40 mV cresta-cresta è inserito in un circuito comprendente la «sua» resistenza interna ($R_a = 1.000$ Ω) in serie alla resistenza d'ingresso del transistor.
È interessante poter rappresentare la resistenza di attacco sulla curva caratteristica.
Per il punto A, tracciamo la retta che faccia coll'orizzontale un angolo α tale che $\mathrm{tg}\alpha = R_a$. Non dimentichiamo, per il calcolo di questa tangente, le unità di misura impiegate sugli assi delle ascisse e delle ordinate: R_a è in Ω, $-V_{BE}$ è in V, e $-I_B$ è in A.

Fig. 28

Nel nostro caso $-V_{BE}$ è in mV, $-I_B$ in µA per cui R_a sarà espressa in kΩ.
tgα = R_a = 1.
L'angolo la cui tangente è uguale ad 1 è un angolo di 45°; la retta di attacco fa quindi un angolo di 45° con l'orizzontale passante per il punto A. Essa determina sull'asse $-I_B$ un punto B.
L'angolo α è uguale all'angolo β come pure:

$$\text{tg}\beta = \frac{CD}{CB} = \frac{V_a}{I_a} = R_a.$$

Le variazioni di tensione e di corrente provocate dal generatore si traducono in uno spostamento di questa retta di attacco, parallelamente a se stessa, sulla curva caratteristica. La retta di attaco precedentemente a tracciata determina il punto D sull'asse $-V_{BE}$.
Consideriamo le variazioni della tensione fornita dal generatore rispetto al punto D (fig. 28).
Dall'istante t_0 all'istante t_1 la tensione alternata passa da un valore nullo a un valore massimo positivo, la tensione base-emettitore diventa meno negativa, la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa determinando il punto B sulla caratteristica.
Dall'istante t_1 all'istante t_2 la tensione alternata ritorna ad un valore nullo, la retta di attacco riprende la sua posizione di origine, punto A sulla curva caratteristica.
Dall'istante t_2 all'istante t_3 la tensione alternata passa da un valore nullo ad un valore massimo negativo, $-V_{BE}$ diventa più negativa; la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa e determina, sulla curva caratteristica, il punto C.
Dall'istante t_3 all'istante t_4 la tensione alternata ritorna ad un valore nullo, $-V_{BE}$ riprende il valore primitivo, la retta di attacco assume la sua posizione di origine.
Le variazioni della tensione all'ingresso si traducono in uno spostamento della retta di attacco la quale a sua volta determina tre punti sulla curva caratteristica; la proiezione di questi tre punti A', B', C', indicano le variazioni della corrente di base nel transistor.
Nel caso particolare in cui il valore della resistenza di attacco sia pressochè uguale alla resistenza d'ingresso del transistor le varizioni della corrente di attacco possono essere considerate simultaneamente; queste si traducono, come in precedenza, in uno spostamento della retta di attacco rispetto alla sua posizione di origine.
Le variazioni della corrente di attacco sono indicate nella fig. 28; esse si succedono, nel tempo, da t_0 a t_1; da t_1 a t_2; da t_2 a t_3; da t_3 a t_4; e con esse si può determinare l'ampiezza degli spostamenti della retta di attacco.
Il valore della resistenza di attacco definisce la posizione della retta di attacco.
1) $R_a = 0$.
Lo schema utilizzato è indicato in fig. 29.
La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio è uguale a 0.
tgα = R_a = 0.
L'angolo con tangente uguale a 0 ovviamente è un angolo di 0°.

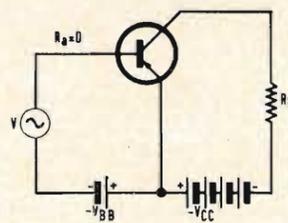
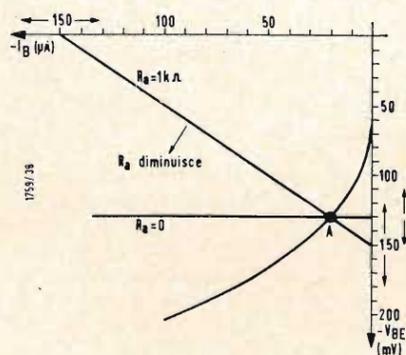



Fig. 29

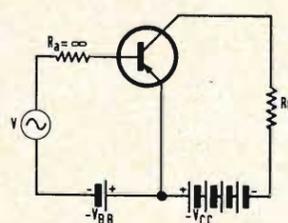
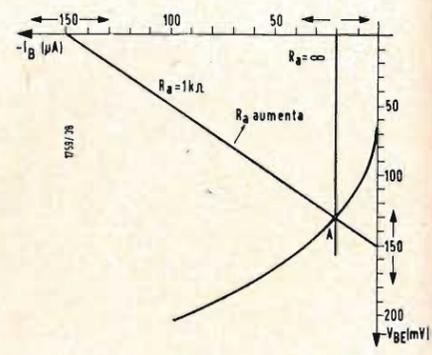



Fig. 30

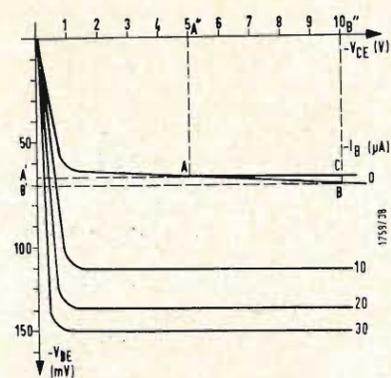
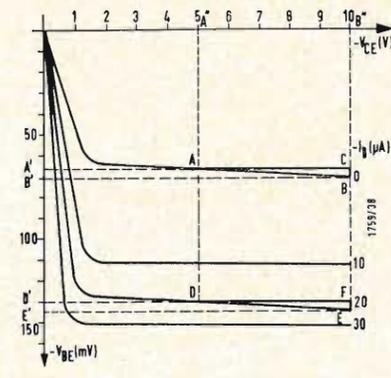



Fig. 31, Fig. 32

La retta di attacco passa per il punto A sovrapponendosi alla orizzontale (fig. 29).
2) $R_a = \infty$.
Lo schema impiegato è indicato in fig. 30.
La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio ha un valore infinito.
tgα = R_a = ∞.
L'angolo con la tangente di valore infinito è un angolo di 90°.
La retta di attacco si ottiene innalzando la perpendicolare dal punto A sulla retta orizzontale (fig. 30)
Concludendo, la retta di attacco si avvicina tanto più all'orizzontale quanto più la resistenza di attacco diminuisce (bassa resistenza interna del generatore); essa si avvicina invece tanto più alla verticale quanto più aumenta la resistenza interna del generatore.
Dalle figure 29 e 30 si ricava che:
1) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione orizzontale, sono le variazioni di tensione che pilotano il transistor.
2) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione verticale, sono le variazioni di corrente che pilotano il transistor.

3.4. - Curva caratteristica — $V_{BE} = f(-V_{CE})$ per differenti valori di — I_B

Questa caratteristica determina il tasso di controreazione interna del transistor che risulta definito dal rapoprto tra la variazione della tensione base-emettitore e la variazione della tensione collettore-emettitore.
Tasso di controreazione interna:

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}.$$

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 31.
Sia $-V_{CE} = 5$ V, la tensione collettore-emettitore di riposo del transistor (punto A'').
La perpendicolare innalzata dal punto $-V_{CE} = 5$ V determina, sulla curva caratteristica $-I_B = 0$ µA, un punto A.
Tracciamo l'orizzontale all'asse $-V_{CE}$ dal punto A; questa determina un punto A' sull'asse $-V_{BE}$.
Supponiamo che $-V_{CE}$ passi da 5 a 10 V (punto B'' sull'asse $-V_{CE}$), la perpendicolare innalzata dal punto B'' sull'asse $-V_{CE}$ determina, sull'orizzontale passante per il punto A, un punto C e un punto B sulla curva caratteristica.
Proiettiamo ora il punto B sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').
L'angolo α resta definito dalla sua tangente:

$$\text{tg}\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''}.$$

$A'B'$ rappresenta la variazione della tensione base-emettitore:
$A'B' = \Delta V_{BE}$.
$A''B''$ rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore:
$A''B'' = \Delta V_{CE}$.
Conseguentemente:

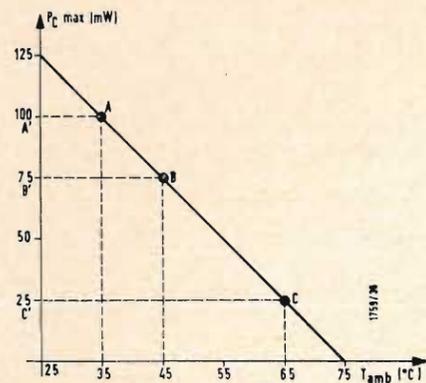
$$\text{tg}\alpha = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}.$$

rappresenta il tasso di controreazione interna del transistor.
Il valore del tasso di controreazione interna del transistor è tanto più grande quanto maggior è l'angolo che l'orizzontale forma con la curva caratteristica.

3.4.1. - Variazioni del tasso di controreazione interna

Sulla caratteristica indicata in fig. 32, il punto A'' corrisponde a una tensione collettore-emettitore $-V_{CE} = 5$ V.
La proiezione di A'' sulla caratteristica $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 0$, de-

Fig. 33

Fig. 34

termina un punto A: la proiezione di A sull'asse $-V_{BE}$ è rappresentata dal punto A', e tale che $-V_{BE} = 68$ mV. Si vari $-V_{CE}$ da 5 a 10 V e sia B'' il punto corrispondente a $-V_{CE} = 10$ V. Quest'ultimo punto determina un punto C sull'orizzontale condotta dal punto A, e un punto B sulla curva caratteristica. La proiezione di B sull'asse delle ordinate è rappresentata dal punto B', tale che:

$-V_{BE} = 70$ mV

Il tasso di controreazione interna è definito dalla tangente dell'angolo α e cioè:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

$\Delta V_{BE} = 70 - 68 = 2$ mV
$\Delta V_{CE} = 10 - 5 = 5$ V.
Tasso di controreazione interna (A):

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{5} = 4 \cdot 10^{-4}.$$

Il punto A'' determina un punto D sulla caratteristica $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 20$ µA.
La proiezione del punto D su $-V_{BE}$ è rappresentata da D' e corrisponde a $-V_{BE} = 129$ mV.
La proiezione di B'' determina un punto E sulla curva caratteristica $-I_B = 20$ µA, e un punto E' sull'asse $-V_{BE}$ tale che $-V_{BE} = 130$ mV.
Il tasso di controreazione interna è uguale, in questo caso, a:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{EF}{DF} = \frac{E'D'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

$\Delta V_{BE} = 130 - 129 = 1$ mV $= 10^{-3}$ V;
$\Delta V_{CE} = 5$ V.
Tasso di controreazione interna (D):

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{10^{-3}}{5} = \frac{10 \cdot 10^{-4}}{5} = 2 \cdot 10^{-4}$$

Il tasso di controreazione interna di un transistor diminuisce quando aumenta la corrente di collettore.

3.5. - Curva caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$

Oltre alle quattro caratteristiche precedentemente definite, ne esiste un'altra che ha una grande importanza nel progetto di un amplificatore equipaggiato con transistor.
Questa caratteristica indica la potenza massima ammissibile cul collettore in funzione della temperatura ambiente (fig. 33).
In base a questa curva è possibile, per una data temperatura ambiente, determinare la potenza massima ammissibile al collettore.

Supponiamo che la temperatura ambiente sia di 35 °C. Innalziamo la perpendicolare dal punto 35° sull'asse delle temperature ambienti; questa determina un punto A sulla caratteristica.
La proiezione di A sull'asse P_{Cmax} è rappresentata dal punto A' corrispondente ad una potenza massima ammissibile di collettore di 100 mW.
Supponiamo una temperatura ambiente di 45°.
Questa determina un punto B sulla caratteristica e un punto B' sull'ordinata.
B' corrisponde ad una potenza dissipata massima di collettore di 75 mW.
Alla temperatura di 45°, la potenza massima ammissibile al collettore è quindi di 75 mW.
Supponiamo una temperatura ambiente di 65°; questa determina un punto C sulla caratteristica e un punto C' sull'ordinata.
C' corrisponde a una potenza massima ammissibile sul collettore di 25 mW.
Alla temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è pertanto di 25 mW.
La potenza massima che può fornire il transistor è quindi funzione della temperatura ambiente ed è tanto più ridotta quanto più elevata è la temperatura ambiente.
È evidente quindi l'importanza di questa caratteristica il cui impiego è legato alla caratteristica $-I_C = f(V_{CE})$ del transistor.
Consideriamo la caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ indicata in fig. 34.
L'asse delle ordinate P_{Cmax} fa un angolo di 45° con l'asse delle ascisse $-V_{CE}$ (P_C è la bisettrice dell'angolo retto determinato dagli assi $-I_C$ e $-V_{CE}$)
$-I_C$ è suddiviso in mA, in $-V_{CE}$ in V.
La scala delle potenze sull'asse P_{Cmax} è ottenuta proiettando i punti A, B, C, D, E su $-I_C$ (A', B', C', D', E',) e su $-V_{CE}$ (A'', B'', C'', D'', E'').
I punti A', B', C', D', E', corrispondono alle correnti di collettore $-I_C$ uguali rispettivamente a : 2,5; 5; 7,5; 10; 11 mA.
I punti A'', B'', C'', D'', E'', sull'ascissa $-V_{CE}$, corrispondono a tensioni collettore-emettitore rispettivamente uguali a 2,5; 5; 7,5; 10; 11 V. La potenza dissipata al collettore è uguale al rpodotto della tensione collettore-emettitore per la corrente di collettore ossia:
$P_C = V_{CE} \cdot I_C$.
I punti A, B, C, D, E, corrispondono a potenze dissipate al collettore rispettivamente:

$P_{C(A)} = V_{CE} \cdot I_C = 2{,}5 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3} = 6{,}25 \cdot 10^{-3}$ W $= 6{,}25$ mW

$P_{C(B)} = V_{CE} \cdot I_C = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 25 \cdot 10^{-3}$ W $= 25$ mW

$P_{C(C)} = V_{CE} \cdot I_C = 7.5 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-3} =$ circa $55 \cdot 10^{-3}$ W $= 55$ mW

$P_{C(D)} = V_{CE} \cdot I_C = 11 \cdot 11 \cdot 10^{-3} = 121 \cdot 10^{-3}$ W ≈ 125 mW.

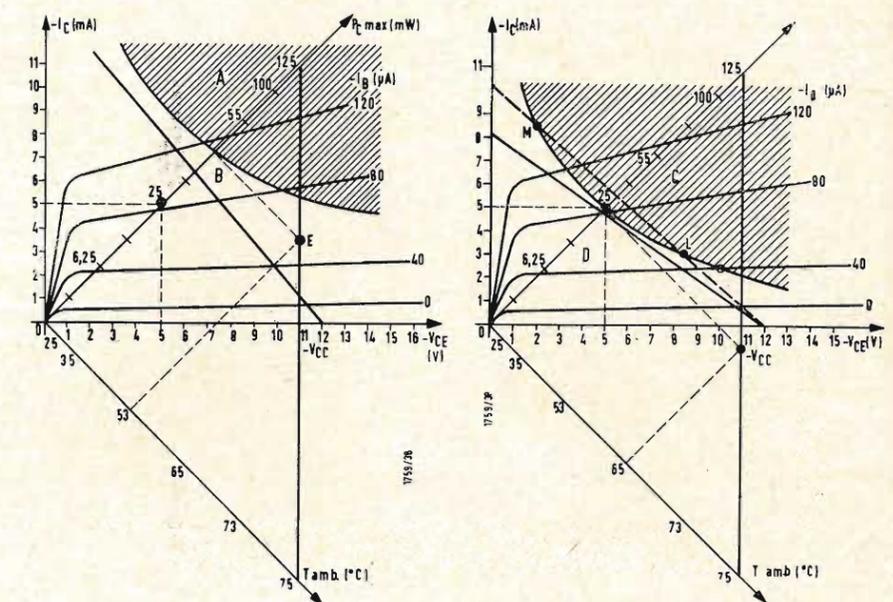



Fig. 35, Fig. 36

I punti A, B, C, D, E determinano sulla caratteristica P_C in funzione di T_{amb} i punti A_1, B_1, C_1, D_1.
La proiezione di questi ultimi sull'asse T_{amb} definisce i punti A_2, B_2, C_2, D_2.
Il punto F è determinato dal riporto della distanza OE (125 mW) sull'asse delle T_{amb}, $OF = OE$. Sulla caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$ rappresentata in fig. 34, una potenza di 6,5 mW (A) corrisponde ad una temperatura ambiente di 73 °C (A_2), una potenza di 25 mW (B) ad una temperatura ambiente di 65° (B_2), una potenza di 55 mW (C) ad una temperatura ambiente di 53° (C_2), una potenza di 100 mW (D) ad una temperatura ambiente di 35° (D_2).
Supponiamo che il transistor lavori ad una temperatura ambiente di 53°; questa temperatura determina un punto E sulla caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$ (fig. 35).
La proiezione di E sull'asse P_{Cmax} corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.
A partire da questo punto, è possibile tracciare l'iperbole di uguale potenza, vale a dire il luogo di tutti i punti corrispondenti ad una potenza di 55 mW, sulla caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$.
La zona A, fig. 35, corrisponde a potenze superiori a 55 mW; è una zona pericolosa, la retta di carico non la deve assolutamente attraversare [2].
La zona B corrisponde a potenze inferioria 55 mW. La retta di carico rappresentata in fig. 35 corrisponde a una potenza dissipata al collettore senza pericolo che venga distrutto il transistor.

Se il transistor lavora ad una temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è di 25 mW, e la iperbole si trova ora situata come indicato in fig. 36. La zona tratteggiata definisce la parte delle caratteristiche che non deve essere attraversata dalla retta di carico (zona C) [2].
La retta di carico determina, in questo caso, la resistenza di carico del collettore corrispondente ad una potenza dissipata massima al collettore, senza rischio di distruzione del transistor (zona D). La retta di carico tratteggiata corrisponde ad un impiego del transistor in condizioni anormali per una temperatura ambiente di 65°; infatti, quando il punto di riposo passa dalla posizione L alla posizione M la potenza dissipata al collettore diventa superiore a 25 mW.
L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.
Per stabilire una relazione esatta tra la potenza dissipata e la temperatura ambiente è necessario tener conto:
del coefficiente di conducibilità termica,
della temperatura ambiente,
della capacità termica,
della forma delle variazioni della potenza elettrica in funzione del tempo.

3.6. - Tensione al ginocchio ($-V_{CEK}$) e corrente residua ($-I_{CEO}$)

Sulla caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ di un transistor vengono indicati di solito anche due altri parametri che riguardano:
la tensione al ginocchio $-V_{CEK}$
la corrente residua $-I_{CEO}$.

[2] Clausola non obbligatoria in uno stadio in push-pull classe B o in un regime ad impulsi.

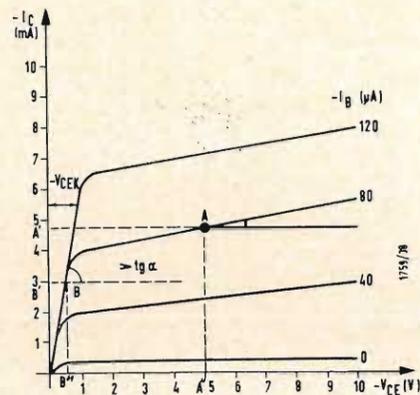
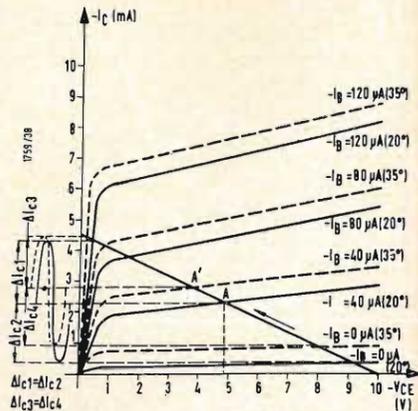



Fig. 37, Fig. 38

3.6.1. - Tensione al ginocchio

Sia la caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ indicata in fig. 37.
Essa, in corrispondenza di basse tensioni, presenta un ginocchio analogo a quello delle curve $I_a = f(V_a)$ dei pentodi ma che, in questo caso, si verifica in corrispondenza di tensioni molto più basse. Ciò torna a grande vantaggio dei transistor in quanto questi possono lavorare fino a valori molto bassi di tensione.
La fig. 37 indica una famiglia di caratteristiche semplificate e idealizzate. Sia un punto A su questa caratteristica corrispondente a un punto A'' sull'asse $-V_{CE}$ e ad A' sull'asse $-I_C$.
Tracciamo l'orizzontale passante per il punto A; sappiamo che l'angolo che la curva caratteristica forma con questa punto A, sappiamo che l'angolo che la curva caratteristica forma con questa orizzontale in questo punto definisce la resistenza di uscita del transistor.

$$\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_S}.$$

L'angolo α è piccolo, la tangente α è quindi piccola, la resistenza di uscita R_S è grande.
Sia un punto B sulla caratteristica determinante un punto B'' sull'asse delle ascisse (tale che la tensione collettore-emettitore sia inferiore a $-V_{CEK}$), e un punto B' sull'asse delle ordinate $-I_C$.
Tracciamo l'orizzontale passante per il punto B; l'angolo che la caratteristica forma con l'orizzontale è molto grande: la tangente dell'angolo β sarà grande e quindi la resistenza di uscita sarà piccola.
La tensione al ginocchio può essere definita come la tensione collettore-emettitore cui corrisponde una brusca variazione della resistenza di uscita. Per tutti i valori delle tensioni collettore-emettitore inferiori a $-V_{CEK}$, la resistenza di uscita del transistor è molto bassa e anche la potenza dissipata all'interno del transistor è, in queste condizioni, molto bassa.

3.6.2. - Corrente residua — I_{CEO}

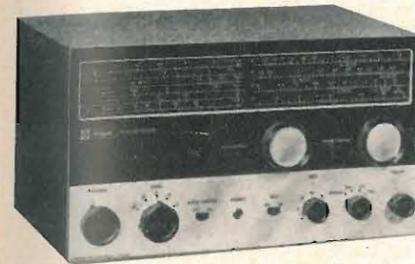
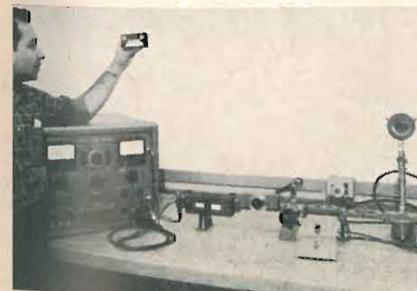
La fig. 38 rappresenta, sulla caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$, le variazioni di $-I_{CEO}$ in funzione della tensione collettore-emettitore (3). Questa corrente varia considerevolmente quando la temperatura aumenta; è quindi necessario tener conto nel progetto del circuito della sua presenza e delle possibili variazioni.
Tracciamo la retta di carico di uno stadio equipaggiato con un transistor; il punto di riposo si trova in A.
Le variazioni del segnale all'ingresso dello stadio si traducono in uno spostamento del punto di riposo lungo la retta di carico da una parte e dall'altra rispetto al punto A. L'ampiezza di questo spostamento è limitata, da una parte, dalla tensione al ginocchio ($-V_{CEK}$), dall'altra parte dalla corrente residua ($-I_{CEO}$).
L'aumento della temperatura si traduce in un aumento di questa corrente residua (vedi fig. 38).
Questo aumento di $-I_{CEO}$ limita l'ampiezza delle escursioni del punto A verso correnti a più forte intensità.
La posizione del punto di riposo è della massima importanza ed è necessario disporlo sempre in modo che il rischio di eventuale distorsione sia ridotto al minimo.
Nel caso di segnali forti le variazioni della corrente di riposo devono quindi essere tali da non provocare eccessiva distorsione.
Nel caso di segnali deboli la posizione di questo punto di riposo è meno critica e il parametro $-I_{CEO}$ non è più un elemento preponderante per la determinazione della posizione del punto A di lavoro. A

(3) $-I_{CEO} = -I_C = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 0$.

2° Congresso internazionale di medicina cibernetica

Sotto il patronato della Società Internazionale di Medicina Cibernetica, ed organizzata dall'Istituto « Studi sul Cervello » dell'Università di Amsterdam, avrà luogo in questa città il 2° Congresso Internazionale di Medicina Cibernetica, nei nei, giorni 16-19 aprile, 1962.
Temi generali di relazione:
1) La Cibernetica del sistema nervoso.
2) La Cibernetica del sistema endocrino.
Comitato scientifico Internazionale: Professori S.T. Bok (Olanda), A. Masturzo (Italia), P. Cossa (Francia), W.S. Mc Culloch (U.S.A.), P. Nayrac (Francia), W. Ross Ashby (Inghilterra), J.F. Schouten (Olanda), J.L. van Soest (Olanda), R. Wagner (Germania), N. Wiener (U.S.A.).
Rivolgersi, per iscrizioni, al Nederlands Centraal Instituut voor Hersenonderzoek Mauritskade 59/B - Amsterdam O., e, per informazioni, alla Segreteria della S.I.M.C. Via Roma 348, Napoli. (*l.b.*)

Batteri osservati vivi con un nuovo microscopio elettronico

« È ormai possibile osservare la materia vivente con fortissimi ingrandimenti ottenuti col microscopio elettronico », ha dichiarato alla Accademia delle Scienze lo studioso Gaston Dupouy, Membro dell'Istituto, Direttore generale onorario del Centro nazionale per la ricerca scientifica.
È noto che, nel campo dell'ottica elettronica, il Dupouy è un pioniere: egli ha costruito, durante l'ultima guerra, in mezzo alle più gravi difficoltà, il primo microscopio elettronico francese di grande importanza. Egli prosegue i suoi sforzi in questo campo al Laboratorio di ottica elettronica di Tolosa: uno dei principali centri di ricerca del Centro nazionale per la ricerca scientifica.
In questo laboratorio esiste una costruzione in forma di sfera di 24 metri di diametro, che ospita il più potente microscopio elettronico esistente oggi nel mondo; questo microscopio può funzionare con tensioni fino a 1,5 milioni di volt; è stato interamente costruito a Tolosa.
Dupouy ha presentato alla Accademia delle Scienze, recentemente, un microscopio a Raggi X, messo a punto nel suo laboratorio in collaborazione con il Prof. F. Perrier e con il Prof. Verdier. Questo strumento permette di fotografare oggetti opachi verso altri raggi, sia che si tratti di luce visivile o di elettroni. Con il microscopio a Raggi X si può anche fotografare materiale biologico vivente posto nell'aria. Finora gli ingrandimenti utilizzabili con questo microscopio non sorpassano quelli del microscopio ottico. Si può sperare che si arriverà ad acrescere sensibilmente questi ingrandimenti; in ogni modo, sembra impossibile che in questo campo il microscopio a Raggi X possa rivaleggiare col microscopio elettronico. Questo infatti è arrivato a un tal grado di perfezionamento che fornisce immagini di una sorprendente efficacia. Con i migliori microscopi elettronici si possono osservare e fotografare, in un oggetto, dettagli aventi dimensioni inferiori al milionesimo di millimetro.
Nonostante ciò, il microscopio elettronico presenta alcune limitazioni che restringono tuttora il campo delle sue applicazioni. Tra queste vi sono specialmente la necessità di porre gli oggetti nel vuoto e il fatto che il potere di penetrazione degli elettroni è troppo debole nella maggior parte dei casi. Quando si introduce la materia vivente nel corpo del microscopio elettronico, che è vuoto d'aria, le pareti delle cellule scoppiano: si osservano cosí oggetti morti.
D'altra parte, i batteri aventi uno spessore di 1 micron sono praticamente opachi quando vengono osservati con microscopi usuali, e gli esami istologici non possono ottenersi in condizioni favorevoli se non facendo, con i microtomi speciali, sezioni il cui spessore non sorpassa 1/10 di micron.
Per tutte queste ragioni non si era potuto finora osservare oggetti biologici viventi col microscopio elettronico. Questo difficile problema è stato risolto, per la prima volta da G. Dupouy e dai suoi collaboratori il Prof. F. Perreir e L. Durieu, ingegnere del Laboratorio di Tolosa.
Questi ricercatori hanno potuto fotografare batteri viventi utilizzando elettroni accelerati da tensioni varianti da 750.000 a 1 milione di volt.
Nelle loro esperienze essi hanno sostituito il porta oggetti abituale con una cellula porta oggetti formante una piccola scatola, a tenuta stagna, del volume di 1/10 di centimetro cubo circa, all'interno della quale è disposto il materiale biologico.
Questa scatola è chiusa da due finestre sottilissime, di spessore inferiore a 1/10 di micron: tali finestre sono trasparenti agli elettroni e sufficientemente resistenti per non scoppiare nel vuoto. Il campione da esaminare è così posto in aria, sotto una pressione atmosferica normale, con un grado igrometrico conveniente, cioè in condizioni tali da consentire alle cellule di vivere. Alcuni batteri sono stati irradiati sotto un fascio di elettroni la cui velocità è pressochè eguale a quella della luce: si prelevano batteri dopo averli fotografati ad essi possono riprodursi in un brodo di coltura appropriato. Attualmente le fotografie corrispondono ad ingrandimenti di 25.000 volte. Tra qualche mese sarà possibile osservare tutti gli stadi della vita dei batteri con ingrandimenti dell'ordine di 50 mila volte. Le ricerche saranno orientate verso l'osservazione di cellule viventi isolate. I lavori attuali mostrano che nuove prospettive si offrono a ricerche che avranno un grande sviluppo in biologia e medicina. (*i.s.*)

Altra scatola di montaggio: il ricevitore Knight-Kit, modello R-55, per radioamatori. Le frequenze coperte appartengono alle gamme 0,53... 36 MHz e 47...54 MHz. Ulteriori informazioni possono ottenersi dalla Ad. Auriema-Europe, S. A., Bruxelles, Belgio.

La Micro Electronics Corp. ha sviluppato un compatto amplificatore con diodo tunnel all'antimoniuro di gallio per le bande UHF e L. La fotografia mostra un tecnico che presenta l'amplificatore sul quale si è misurato un fattore di rumore di soli 2,5 dB. Numerose sono le applicazioni di questo amplificatore: radar, telemetria, tooposcatter, braching di missili, ricevitori TV e commerciali, ecc.

dott. ing. Enrico Clerici

Il problema delle pile a combustibile

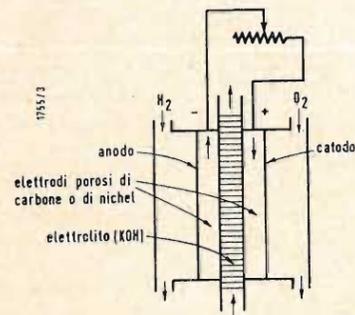



Fig. 1 - Schema elementare di generatore ad idrogeno e ossigeno (elettrolita alcalino).

Fig. 2 - Schema di generatore a gas combustibile e ossigeno (ad aria) con elettrolita a resina a scambio ionico.

La stampa riporta con frequenza notizie di studi e promettenti ricerche sull'utilizzazione diretta dell'energia dei combustibili per via elettrochimica.

Poichè, come spesso accade le speranze vengono interpretate come sicuri traguardi, desideriamo esporre lo stato delle ricerche promosse e le limitazioni dei sistemi attualmente sperimentati in questo campo.

La possibilità di generare elettricità utilizzando direttamente l'energia del combustibile, fu oggetto di ricerca fin dal secolo scorso, ma l'attuale indagine di nuove fonti di energia, ha portato alla luce diverse possibilità di realizzare principi già noti.

Il passaggio attraverso l'energia termica, incatena il rendimento alla limitazione imposta dal ciclo di Carnot, mentre l'ossidazione diretta di un combustibile in un generatore elettrochimico, può portare rendimenti vicini all'unità.

Si tratta quindi di far passare attraverso il circuito elettrico utilizzatore, il flusso di elettroni che accompagna le reazioni di ossidazione del combustibile (elettroni che passano dagli atomi di combustibile agli atomi di ossigeno).

Le ricerche hanno preso due direzioni:

— generatori di potenza media e piccola, mobili; i più importanti ai fini della nostra rassegna perchè possibili lontani competitori dei generatori elettrochimici tradizionali, data la potenziale attitudine a maggiori energie specifiche (limitata ad erogazioni lente).

Applicazioni speciali giustificano l'impiego di combustibili particolari (idrogeno, metalli) tuttavia un impiego estensivo per la trazione elettrica è prevedibile solo in seguito allo sviluppo di generatori atti ad utilizzare combustibili ordinari insieme ad ossigeno atmosferico, non solo per ragioni di costo ma anche per ragioni di massa del veicolo, che non conviene gravare anche del serbatoio del comburente;

— generatori fissi di media e grande potenza: per questi il traguardo è costituito dal rendimento di trasformazione elevato e dall'economia d'esercizio.

Oltre al fondamentale problema di cinetica chimica (le reazioni in gioco non sono di per sè veloci) al fine di ottenere densità di corrente sufficientemente elevate, difficoltà comuni ai due indirizzi richiamati, sono connesse alla realizzazione pratica delle superfici dove le reazioni possano avvenire. Tali reazioni avvengono infatti su elettrodi solidi, con reagenti in fase gassosa ed elettrolito liquido.

Requisiti comuni per le pile a combustibile sono costituiti inoltre dalla natura degli elettrodi che devono essere porosi per consentire la diffusione dei gas senza che questi sfuggano nell'elettrolito, devono resistere alla corrosione e possedere doti di catalisi per accrescere la velocità delle reazioni.

La disposizione degli elettrodi deve essere tale da consentire l'eliminazione dei prodotti delle reazioni.

Senza riportare i dati fin qui resi noti in modo non sempre completo e preciso, intorno ai diversi modelli sperimentali funzionanti, citiamo i principali indirizzi realizzativi.

1. - GENERATORI MOBILI

— a idrogeno ed ossigeno compressi: su elettrodi di nichel poroso attivato ed elettrolito alcalino (intorno a 200°C e quindi a pressione superiore all'atmosfera);

entrambi i sistemi richiedono gas a basso tenore di impurità:

— a idrogeno sviluppato per reazione chimica ed ossigeno atmosferico su elettrodi di metalli nobili ed elettrolita acido gelificato (costituito da una resina scambiatrice di ioni idrogeno)

Alcuni di questi generatori (di potenze comprese tra 0,2 ÷ 10 kW con tensioni di circa 0,6 V per elemento in serie, a pieno carico), hanno trovato pratico impiego per usi militari, dove ragioni logistiche e tattiche di silenziosità ed assenza di radiazioni, rendono conveniente l'uso di tali fonti di energia.

Le realizzazioni pratiche di questo tipo sono soggette ad evidenti limitazioni per il costo elevato e la difficoltà di impiego dell'idrogeno.

— a combustibili liquidi: realizzazioni utilizzanti combustibili di costo medio (ad es. alcol metilico, ammoniaca o idrazina hanno dimostrato la possibilità di reazioni praticamente sfruttabili, con buoni rendimenti, con combustibili liquidi o solubili nell'elettrolito).

Dai rapporti pubblicati non risulta ancora che siano disponibili elettrodi che consentano, con buon rendimento ed a temperature non elevate, l'utilizzazione di aria invece dell'ossigeno. Ciò comporta le citate limitazioni di massa e di costo.

Il punto critico delle realizzazioni di generatori a temperatura ambiente (o

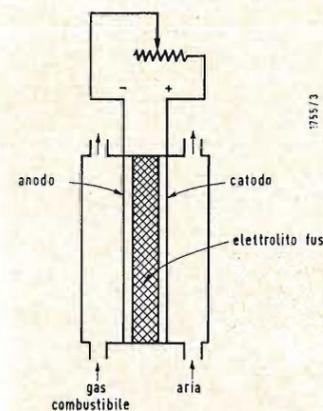



Fig. 3 - Schema elementare di generatore a gas combustibile ed aria (elettrolita a miscea di sali fusi).

non molto superiore) è quello dei catalizzatori sugli elettrodi dove avvengono le reazioni, ciò che comporta una lunga e faticosa strada di esperimenti pratici.

A questo elenco di generatori va aggiunta la realizzazione di elementi:

— ad elettrodo metallico consumabile (zinco, magnesio) ed ossigeno o cloro compressi.

Tali generatori, ancor più simili alle tradizionali pile, richiedono un minor numero di elementi in serie (1,5 V circa per elemento).

2. - GENERATORI FISSI

— l'utilizzazione di normali combustibili (idrocarburi o gas di carbone e vapor d'acqua) e di ossigeno atmosferico richiede impianti fissi (non è essenziale ottenere elevate densità di corrente).

Sono allo studio generatori sperimentali utilizzanti elettrodi porosi di grande attività superficiale ed elettroliti costituiti da sali fusi.

Non risulta che siano ancora disponibili realizzazioni tali da presentare vantaggi pratici sui generatori tradizionali, tuttavia la possibilità di rendimenti in energia superiori al 70%, giustifica gli gli sforzi di ricerca in tale direzione.

Oltre ai problemi di durata dei materiali per la costruzione di questi generatori si profilano nuovi problemi inerenti alle apparecchiature ausiliarie, principalmente a quelle destinate ad adeguare l'afflusso dei combustibili al carico elettrico.

La generazione di corrente continua invece dell'alternata di comune utilizzazione, pone (eccettuati gli utilizzatori elettrochimici) il problema del rendimento di inversione. Si intravede tuttavia un interesse per simili generatori fissi o facilmente trasportabili di piccola e media potenza per località fuori rete.

Anche se questo orientamento di ricerca è da considerare con attenzione, soprattutto per i notevoli programmi stanziati da gruppi diversi di importanza mondiale, per i prossimi anni non è da prevedere in campo industriale una competizione con gli elementi secondari tradizionali, specialmente per ciò che riguarda l'accumulatore al piombo, pratico, poco costoso ed atto alle scariche a regimi rapidi.

Per applicazioni speciali, militari come si è detto, e spaziali (dove il fattore economico è secondario) sono invece prevedibili estese applicazioni di generatori elettrochimici del tipo descritto.

A.

Impresa nucleare anglo-italiana.

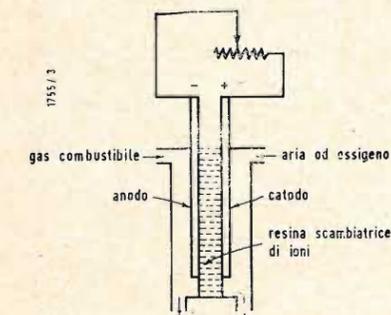
Dopo tre anni di lavoro, la costruzione della Centrale Elettro Nucleare di Latina del costo di 20 milioni di sterline — un'impresa congiunta anglo-italiana e la prima centrale d'oltremare del suo ripo ad essere ordinata dalla Gran Bretagna — ha ora raggiunto la sua fase finale. La Centrale è situata a circa 60 km a sud di Roma.

Il carico del combustibile avrà luogo nella prossima estate ed è previsto che la Centrale entri in servizio ai primi del 1963. Usando combustibile britannico di uranio naturale, essa produrrà 200.000 kW di elettricità per l'industria in fase di espansione della regione, con eventuali estensioni della fornitura ad altre parti d'Italia.

Il British Nuclear Power Group ha eseguito i progetti per far fronte alle esigenze italiane e fornirà inoltre il reattore e i suoi accessori nonché altre attrezzature essenziali. Esso si è anche impegnato a dirigere la stazione per un anno, ad addestrare ingegneri italiani e a collaborare per sette anni nel campo della tecnologia nucleare.

L'edificio del reattore della Centrale è ora quasi completo. Entro di esso il gigantesco contenitore di pressione sferico in acciaio è stato liberato da ogni sollecitazione interna, sottoposto a prove di pressione e pulito per la messa in opera della grafite ai primi dell'anno prossimo. Fouri dell'edificio, le sei caldaie in acciaio sono state dotate delle tubazioni. Al di sotto delle caldaie, sono state installate le attrezzature per la circolazione del gas e verranno quanto prima collaudate. Sulla sommità del reattore vengono compiuti preparativi per installare la macchina per il carico e lo scarico.

Nella sala turbine, i tre principali generatori da 70000 kW sono in avanzata fase di montaggio; in una sala separata, sono stati completati i due generatori diesel da usarsi nei periodi in cui il reattore dovesse venir chiuso. La principale sala di controllo è ora dotata di tutte le apparecchiature e il lavoro è quasi completato per quanto riguarda il sistema di canali attraverso i quali giungerà dal mare l'acqua per la refrigerazione.

L'edificio per la Centrale per la Società Italiana Meridionale Energia Atomica (SIMEA) è sotto la congiunta supervisione del British Nuclear Power Group e della Associazione Generale Idrocarburi e Petrolio Nucleare (AGIP) Nucleare). *(u.b.)*

a. c.

Servizio automatico di smistamento della corrispondenza presso le Poste Federali Tedesche

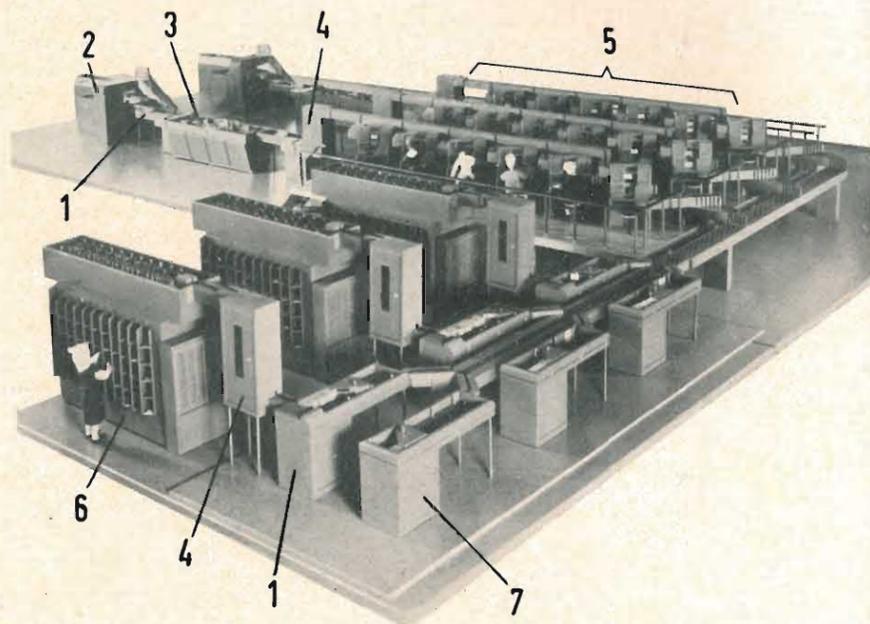



Fig. 1 - 20.000 lettere all'ora in 100 direzioni possono essere trasmesse con un apparato automatico di smistamento postale. L'impianto è stato realizzato dalla TELEFUNKEN in accordo col Ministero delle Poste federali. È già pronto il modello di un impianto più grosso per lo smistamento di 60.000 missive all'ora in 300 direzioni. 1 = Banco raggruppatore intermedio; 2 = macchina selezionatrice dei formati; 3 = macchina posizionatrice; 4 = elevatore; 5 = posti di codificazione (marcatura); 6 = macchina di smistamento; 7 = banco raggruppatore finale.

NELL'UFFICIO TECNICO centrale delle Poste nella città di Darmstadt, il Ministro delle poste federali per le Poste e Telecomunicazioni tedesche, Richard Stucken, ha recentemente presentato al pubblico per la prima volta una nuova apparecchiatura di smistamento delle lettere.

Questa apparecchiatura, previamente provata in sede di collaudo, è stata costruita dalla TELEFUNKEN. Essa, secondo la pianificazione dei lavori delle Poste federali, sarà installata in molti uffici postali, in un tempo ragionevole, per un più rapido smistamento delle lettere.

Il Ministro Stucken ha messo in evidenza col suo discorso di Darmstadt, la stringente necessità dell'estensione dell'automazione dello smistamento delle lettere. Egli ha sottolineato che oggi un grande numero di persone qualificate sono impiegate nel servizio di separazione e che si prospettano per le Poste a questo riguardo difficoltà crescenti di anno in anno.

Nell'anno 1960 le Poste federali tedesche hanno effettuato in cifra tonda otto miliardi e mezzo di spedizioni di lettere. Questo corrisponde a circa il doppio del numero delle lettere spedite nel 1950 e ad un carico giornaliero di 23,3 milioni di spedizioni. Inoltre, il 52% di queste spedizioni si verifica nei posti di emissione degli uffici postali fra le 17 e le 21.

La tecnica del servizio di smistamento delle lettere già introdotta da vari decenni dalle Poste federali tedesche, viene ora, per mezzo dell'impianto di smistamento della posta quasi completamente automatico, a risolvere le difficoltà del lavoro di separazione ancora subordinato all'impiego dell'uomo, e dell'inoltro delle lettere da banco di lavoro a banco di lavoro effettuato solo da impianti di trasporto meccanici.

L'impianto della TELEFUNKEN (la conta avviene in corrispondenza del passaggio della posta attraverso le singole macchine) consta di una macchina selezionatrice del formato, di un banco raggruppatore intermedio, di una macchina di posizione o di allineamento, di un secondo banco raggruppatore intermedio, dei posti di codificazione con preparazione secondo 10 direzioni, di un terzo banco raggruppatore intermedio e della macchina smistatrice.

Nella macchina separatrice di formati la posta in arrivo viene introdotta disordinatamente per la cernita iniziale.

Le lettere e cartoline che hanno il formato compreso fra 90 × 140 mm. e 176 × 250 mm. e sono più grossi di 4 mm. vengono separati automaticamente da questa macchina. Le macchine per la successiva elaborazione della posta sarebbero altrimenti troppo impegnate. La parte dei formati postali, che non possono essere trattati con sistemi automatici, giace intorno al 20%. Per questa parte occorre procedere ora e in seguito manualmente.

Le misure aventi le dimensioni sopra citate abbandonano la macchina selezionatrice di formati e cadono sopra un dispositivo separatore incorporato e sopra un nastro trasportatore, in successione irregolare. Un *banco raggruppatore intermedio* riordina questa corrente caotica, ossia la trasforma da quella successione momentaneamente irregolare che è, in una successione regolare, prima di inviare gli elementi postali alla macchina di allineamento.

Si possono far pervenire al banco intermedio fino a 8 lettere per secondo. La massima lunghezza per il raggruppamento può arrivare fino a 1 m (circa 1.000 lettere o cartoline). La formazione dei gruppi aziona un cosidetto scivolo dei gruppi stessi. All'uscita dell'impacchettatore gli elementi postali, per mezzo di un nastro di alimentazione, che è collegato ad un dispositivo frenante, vengono continuamente estratti dal gruppo singolarmente. La contemporanea raccolta di parecchie lettere viene evitata mediante un dispositivo soffiatore e aspiratore.

La macchina posizionatrice serve per l'allineamento opportunamente ordinato e per la timbratura delle lettere e cartoline. Come guida per il posizionamento serve la posizione del francobollo nell'angolo destro in alto della lettere. La TELEFUNKEN, d'accordo con le Poste federali tedesche, adotta per il riconoscimento del francobollo il metodo della fluorescenza, cioè si mescola con la carta del francobollo una sostanza fluorescente, che per irradiazione con luce ultravioletta rende luminescente il francobollo. Lungo il percorso della lettera attraverso la macchina posizionatrice si trovano due dispositivi analizzatori per l'individuazione della posizione del francobollo. Fra i due analizzatori sono disposti uno scambio a due vie e un nastro avvolgitore. Lo scambio porta la lettera ora o sul nastro avvolgitore, o su una pista adiacente, secondo che il francobollo si trova o no sul lato rivolto verso il dispositivo ricercatore. Il secondo analizzatore blocca, se il francobollo si trova in alto o in basso. Secondo la sua posizione la lettera perviene ora ad uno scambio a tre vie, le cui uscite, o tramite un dispositivo rotante o attraverso una pista secondaria, portano al dispositivo di timbratura o al compartimento «lettere non affrancate». La manovra degli scambi viene effettuata per mezzo di circuiti elettronici transistorizzati del dispositivo ana-

Fig. 2 - Macchina posizionatrice, con banchi raggruppatori precedente e seguente, dell'impianto di smistamento della posta. Questa macchina serve all'inoltro per la corretta lettura delle lettere e cartoline ai successivi posti di codificazione.

Fig. 3 - Un posto di codificazione. L'inscrizione del numero caratteristico di quattro cifre avviene in ciascun posto codificatore corrispondente agli indirizzi. La marcatura appena visibile per l'occhio umano, viene rilevata elettronicamente dalla macchina smistatrice. A questo modo è possibile smistare 20.000 lettere all'ora in 100 direzioni.

lizzatore e di comandi luminosi. La macchina posiziona 20.000 lettere all'ora.

Dall'uscita della macchina posizionatrice le lettere vengono portate nuovamente ad un raggruppatore intermedio. che funziona da serbatoio a ripulsione per molti posti di codificazione. Dalla sua uscita le lettere continuano il loro trasporto sopra un nastro di avanzamento che scorre lungo il percorso, e arrivano ai posti di codice. La diramazione delle lettere ai singoli posti di codificazione avviene per mezzo di scambi. L'inoltro avviene automaticamente. Il criterio per l'inoltro è quello di una data quantità minima di lettere nel raggrupatore locale di ciascun posto codificatore. Uno speciale dispositivo di comando regola la sequenza dell'apparecchio, quando i segnali di chiamata vengono emessi contemporaneamente da diversi posti di codificazione. Le missive vengono estratte dal raggruppatore locale per mezzo di un separatore e portate sopra ad un nastro trasportatore che corre verticalmente, che li invia gradatamente dal cosidetto posto di preorientamento, attraverso i posti di raccolta e di controllo, fino al posto di stampatura. Nel posto di raccolta viene letto dal codificatore il numero caratteristico a quattro cifre prefissato per ciascuna destinazione e registrato sopra una tastiera a decadi. Un immagazzinatore elettronico conserva i dati, finchè le lettere, nel loro percorso attraverso il *posto codificatore*, hanno raggiunto il dispositivo stampigliatore. La codificazione delle lettere si fa con un codice 2 a 5. Questo codice a punto viene impresso con colori fluorescenti sull'angolo in basso a destra della lettera o cartolina. La massima capacità di codificazione di un posto è di 5.000 pezzi all'ora.

Dietro ai posti codificatori si trova un sistema avanzatore plurivia, che può comprendere fino a 10 canali o condotti. Ciascun posto di codice invia, attraverso un sistema di scambi preordinato, le lettere in uno di questi canali.

Le lettere, inviate dai posti di codificazione, possono così essere ordinate secondo la posta per l'interno, la posta per l'estero e la posta aerea (non codificata), e possono essere separate secondo gli indirizzi per traffico vicino e lontano (codificata), alla fine dei condotti. L'uscita di uno di questi condotti conduce, secondo l'importanza dell'ufficio, attraverso ad un elaboratore intermedio, a una o a più macchine distributrici. All'ingresso della macchina distributrice le missive attraversano un apparecchio di controllo per il codice a fluorescenza. Finalmente esse passano sopra uno scambio a due vie e raggiungono, secondo la loro posizione, il ramo destro o sinistro della separazione orizzontale sulla parte alta della macchina. In ciascun ramo della suddivisione orizzontale vi sono 10 scambi a 2 vie interconnessi come scambi di diramazione.

Ciascuna diramazione porta, attraverso un ripiegamento verticale a 90°, a un limitatore di distribuzione. All'ingresso di ciascun limitatore verticale si trova uno scambio a foglia a cinque vie, le cui uscite conducono ai cinque cassetti di distribuzione del limitatore verticale.

In ciascun lato lungo della macchina sono disposti dieci limitatori verticali con, in totale, cento cassetti di distribuzione. Dopo il controllo, i segnali ricavati dal codice 2 a 5 vengono raccolti e, attraverso un ordinatore, selezionati per la manovra degli scambi.

La macchina, per mezzo della permuta di programmatori, può essere predisposta per diversi programmi di distribuzione.

La macchina distributrice è costruita secondo il sistema di costruzione modulare. Si possono così fabbricare macchine con più o meno di 100 cassetti di distribuzione. La capacità di distribuzione è di 20.000 lettere all'ora.

Per proseguire nella via dell'automazione la TELEFUNKEN ha sviluppato un apparecchio elettronico di lettura per dattiloscritti. Con l'adozione di questo apparecchio, i posti di codificazione restano ora ancora necessari solo per la eleborazione di lettere o cartoline con indirizzi scritti a mano.

Nello studio degli impianti di smistamento della posta, gli Ingegneri della TELEFUNKEN hanno impiegato i più recenti ritrovati della tecnica, che apre possibilità assolutamente nuove all'automazione dei servizi postali. Le Poste federali tedesche prevedono di dotare, già in breve tempo, molti uffici di queste macchine TELEFUNKEN.

In fig. 1 è l'illustrazione dell'impianto di smistamento automatico delle Poste federali tedesche.

La fig. 2 rappresenta la macchina posizionatrice con i raggruppatori precedente e seguente.

La fig. 3 mostra un posto di codificazione.

Nel seguito diamo ulteriori notizie e le caratteristiche tecniche dei banchi raggruppatori intermedi e del coordinatore di codificazione e di smistamento.

Fig. 4 - Vista generale del banco raggruppatore intermedio.
1 = uscita 2; 2 = apparato di separazione; 3 = uscita 1; 4 = slitte dei gruppi; 5 = nastro scorrevole; 6 = entrata.

BANCO RAGGRUPPATORE INTERMEDIO

1. - SCOPO DELL'APPARATO

Il banco raggruppatore intermedio serve per il collegamento delle varie sezioni delle macchine dell'impianto automatico di smistamento della posta. Esso riceve la corrente delle lettere in modo discontinuo (oppure un pacchetto di lettere portato a mano) e distribuisce gli elementi postali in una corrente continua a scaglioni predeterminati e con una data sequenza (esecuzione ZS660/1), oppure li riunisce in pacchettini che vengono poi sovrapposti (esecuzione ZS660/2). L'esecuzione ZS660/1 viene impiegata per l'incanalamento della corrente delle lettere prima della macchina di posizionamento e della macchina distributrice, l'esecuzione ZS660/2 si usa per l'alimentazione dei posti di codificazione.

2. - CARATTERISTICHE SPECIALI

— Raggruppamento fino a circa otto lettere al secondo;
— Lunghezza di raccolta 1 m. per circa 1.000 lettere con uno spessore trasversale di 1 mm.
— Due uscite a scelta per le lettere smistate e prelevate (in linea retta e con deviazione a 90°).
— Richiamo telecomandato dei pacchetti e trasporto dei pacchetti sovrapposti nei posti codificatori.
— Telecomando dei banchi raggruppatori intermedi dalle macchine installate dietro e davanti.
— Disinnesto automatico della macchina, che precede, per mezzo del banco intermedio riempito e successivo avviamento quando comincia l'evacuazione.

3. - COSTRUZIONE MECCANICA

Gli apparati motori e quelli elettrici del banco raggruppatore intermedio, così come pure gli apparecchi di aspirazione e di compressione per lo smistamento sono compresi in un'incastellatura, chiusa con pannelli di copertura. In alto, sopra l'incastellatura, si trova il piano di scorrimento delle lettere coi nastri trasportatori e con le slitte dei gruppi e gli apparati di separazione.

Il piano di scorrimento delle lettere è circondato da un rivestimento, a protezione del personale di servizio della macchina. La copertura e l'incastellatura sono spruzzati con vernice martellata grigia. Le stesse lamiere sono trattate con vernice antivibrante per prevenzione di disturbi. L'incastellatura è appoggiata sopra piedi a vite, con le quali si possono livellare le irregolarità del suolo.

4. - FUNZIONAMENTO

Il banco raggruppatore intermedio raccoglie e separa tutte le missive aventi i formati dati nella tabella qui sotto riportata aventi dimensioni comprese in essi, quando abbiano uno spessore minimo di 0,15 mm. e non siano più grosse di 4 mm. Le cartoline postali con risposta ripiegata a quaderno, plichi ripiegati e incollati ed elementi perforati, non sono adatti per l'elaborazione con questa macchina. Il banco intermedio raccoglie e distribuisce i vari formati in serie mescolate, così come gli vengono dati.

Elementi adatti per il raggruppamento e la separazione:

Formato minimo ammissibile		90 × 140 mm
Cartoline postali	DIN (ISO) A6	105 × 148 mm
Lettere	DIN (ISO) C6	114 × 162 mm
Lettere	DIN (ISO) B6	125 × 176 mm
Lettere lunghe	DIN (ISO) D1	110 × 220 mm
Lettere	DIN (ISO) C5	162 × 229 mm
Lettere	DIN (ISO) B5	176 × 250 mm

Le lettere, scorrendo sul loro lato lungo fuori dalla macchina precedente, arri-

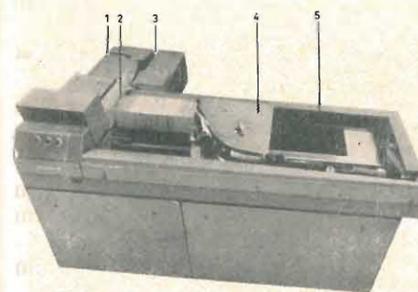
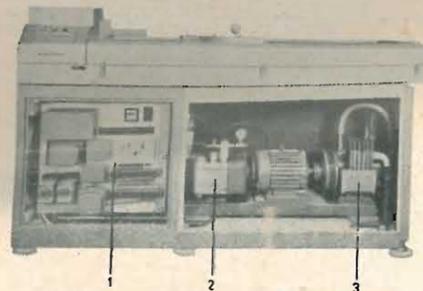
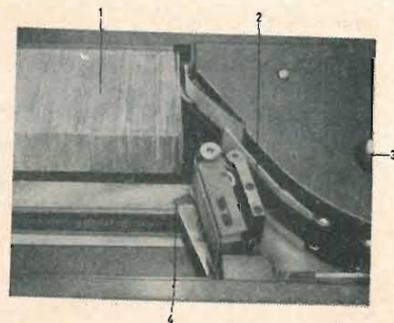



Fig. 5 - Incastellatura aperta del banco intermedio.
1 = pannello comandi; 2 = complesso soffiatore; 3 = complesso aspirante.

Fig. 6 - Slitte dei gruppi.
1 = gruppo; 2 = inoltro della lettera; 3 = disposizione manuale della slitta dei gruppi; 4 = spazzola deviatrice.

vano singolarmente, oppure attraverso un separatore di percorsi, all'entrata del banco raggruppatore. Di là vengono prese dai nastri trasportatori e portate allo scivolo del raggruppatore.
La slitta dei gruppi produce la formazione dei gruppi. Una spazzola rotante sulla slitta dei gruppi, la così detta spazzola di gruppo, ferma il gruppo, in cui introduce ad una ad una, le lettere che entrano scorrendo nel contenitore dei gruppi. Una seconda spazzola rotante, la spazzola di rivolgimento, pressa il lato posteriore della lettera contro il gruppo, per non impacciare il raggruppamento delle lettere successive.
La slitta di gruppo è azionata da un motore comandato da un relé, ed acquista subito una posizione corrispondente allo stato di pieno del banco raggruppatore intermedio. Essa può pure, per es. coll'introduzione a mano di lettere, essere a volontà deviata a destra o a sinistra per mezzo di un dispositivo posizionatore manuale.
A riempimento totale del banco di raggruppamento intermedio la slitta di gruppo aziona un contatto, che ferma il suo motore e la macchina, che precede. La disinserzione del proprio motore avviene con un certo ritardo, affinchè vengano ancora impacchettate le lettere, che si trovano di già fra i nastri trasportatori. La disinserzione viene esclusa, tosto che ha luogo lo svuotamento del banco intermedio.
All'altro estremo del gruppo le lettere vengono separate o aspirate sovrapposte. Sopra un serbatoio di aspirazione provvisto di una fenditura aspirante, che è collegato al complesso di depressione, scorre un nastro succhiatore. Il nastro succhiatore presenta, nel banco intermedio ZS660/1, dei gruppi forati, attraverso i quali, previo passaggio nella fenditura aspiratrice, ciascuna lettera viene aspirata dal gruppo e applicata contro il nastro. Poi un nastro sottostante spinge rapidamente il gruppo contro il nastro aspiratore. La contemporanea raccolta di parecchie lettere da parte del nastro aspirante viene evitata per mezzo di pezzi supplementari soffiatore e aspiratore. Le lettere che, in seguito ad una disposizione non aderente alle prescrizioni, si fossero appiccicate insieme, possono essere staccate per mezzo di un dispositivo addizionale da applicare se si desidera. Nel banco raggruppatore intermedio ZS-660/2 il nastro succhiatore è perforato e sostituisce i gruppi di fori. Perciò le lettere vengono assorbite contro il nastro in quantità così più forti che si sovrappongono tra loro e la levata procede molto rapidamente. Il nastro aspiratore è messo in moto dapprima da una chiamata, che si origina nel posto di codice e si arresta poi, tosto che siano state raccolte circa 100 lettere. Questo gioco si ripete automaticamente, tosto che nel posto di codificazione ricomincia il ciclo.

All'uscita dell'apparecchio di separazione o di levata, le missive vengono portate da un rullo trasportatore sopra i nastri traslatori dell'apparato deviatore a 90°. Fuori dall'apparato deviatore a 90°, esse abbandonano, secondo la posizione di uno scambio comandabile a mano, il banco intermedio e prendono la direzione desiderata.
Il dispositivo deviatore a 90° normalmente fa parte del banco raggruppatore intermedio. Ma viene anche fornito come parte staccata di ricambio, che può essere trasformato in un apparato deviatore a 180° in unione con il dispositivo preesistente,.

5. - DATI TECNICI

— Capacità di raggruppamento fino a 28.000 missive all'ora (8 al sec.);
— Smistamento normale previsto 20 mila missive all'ora;
— prelievo di missive sovrapposte massimo circa 20 al secondo;
— lunghezza del raggruppamento (corrispondente a circa 1.000 lettere) 1.000 mm. circa;
— prelievo separato di missive per la formazione di gruppetti per mezzo di comando a chiamata (corrispondente a circa 100 lettere) 100 mm. circa;
— due diverse uscite predisponibili a volontà, per missive separate
— tensione di alimentazione 220/380 volt/50 Hz;
— Consumo $P_{appar} = 6{,}1$ kVA; $P = 3{,}4$ kW
— *Dimensioni del banco raggruppatore intermedio*:

lunghezza	2.000 mm
larghezza	800 mm
altezza	1.200 mm
altezza della corsa delle lettere	975 mm

Dimensioni del deviatore ad angolo: (costruito come componente da applicare al banco intermedio)

lunghezza	530 mm
larghezza	540 mm

— Peso complessivo 300 kg circa
Cataloghi per l'ordinazione

COORDINATORE DI CODIFICAZIONE E DI SMISTAMENTO

1. - GENERALITÀ

Il coordinatore di codice e di smistamento viene usato in combinazione con i posti di codificazione, le macchine di preselezione e le macchine principali di smistamento dell'impianto di smistamento della posta, tipo BFS660/1. Esso risponde all'introduzione di combinazioni di 4 lettere dell'alfabeto con l'emissione di diversi gruppi ordinati di cifre (un numero di 4 cifre caratteristico del luogo, un numero di una cifra caratteristico di preselezione, e due numeri caratteristici di 2 cifre di selezione principale) oppure all'introduzione del primo gruppo di cifre (numero caratteristico della località) con l'emissione dei rimanenti gruppi di cifre.
Il coordinatore per mezzo delle abbre-

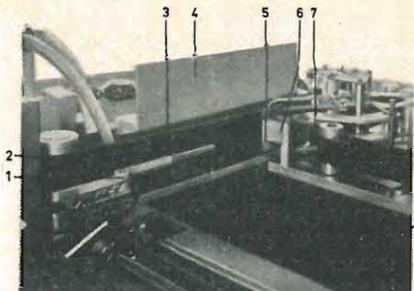



Fig. 7 - Apparecchiatura di smistamento.
1 = commutatore a tasti; 2 = nastro di guida; 3 = fasi di aspirazione; 4 = parete di aspirazione; 5 = elemento soffiatore; 6 = elemento aspirante; 7 = rullo compressore; 8 = nastro inferiore.

Fig. 8 - Vista posteriore (senza la custodia del deviatore ad angolo).
1 = slitte dei gruppi; 2 = disposizione manuale della slitta dei gruppi; 3 = separazione; 4 = parete aspiratrice; 5 = scambio a mano; 6 = uscita 2; 7 = uscita 1.

viazioni letterali inscritte o del nome della località dà l'informazione per i posti codificatori del numero caratteristico della località da stampigliare sulle missive e del numero caratteristico di preselezione (ovvero deduce dal numero caratteristico del luogo il numero caratteristico di preselezione). I numeri caratteristici di smistamento per le macchine di preselezione e di separazione principali vengono dedotti dalla stampigliatura di codice, quivi letta a macchina. Alla macchina principale di separazione vengono forniti contemporaneamente pure due diversi numeri caratteristici di selezione, che con l'aiuto del commutatore di programma possono essere utilizzati in ciascuna macchina a scelta.
Nel suo stadio minimo di costituzione il coordinatore può pilotare fino a 16 posti di codice con apparati di preselezione per 10 direzioni, una macchina preselettrice per 100 direzioni ciascuna. Con gli opportuni complementi esso è gradatamente ampliabile per il collegamento di 32 e di 48 posti di codificazione.

2. - CARATTERISTICHE SPECIALI

— Nessun tempo residuo di attesa fra introduzione e rimessa.
— Possibilità di relativamente rapida variazione dell'intera programmazione di coordinazione.
— Possibilità di cambiamento di singoli gruppi di coordinamento o di singoli sezioni del programma.
— Alta sicurezza di funzionamento con una spesa relativamente piccola.
— Costruzione molto compatta.

3. - COSTRUZIONE MECCANICA

La vasta parte elettronica è suddivisa in tre armadi. I componenti elettronici sono generalmente costituiti da unità innestabili a circuiti stampati, e sono installati negli scomparti degli armadi. Il contenitore del tamburo magnetico e l'emettitore di strisce perforate si trovano pure in questi armadi.

4. - FUNZIONAMENTO

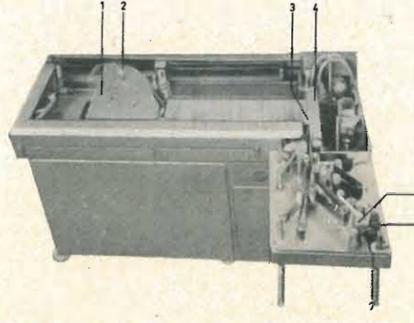
Il cuore del coordinatore è un complesso o cassetto a tamburo magnetico che ruota a 100 giri al secondo, con 256 piste. In questi complessi vengono registrati i tipi di codice delle combinazioni letterali raccolte nei gruppi di coordinatori, le cifre caratteristiche della località, come pure le cifre caratteristiche di preselezione e di separazione principale. Ciascun gruppo di coordinazione è adibito a una linea che giace accanto ad altre 63 piste adiacenti. Hanno luogo pure quattro campi di gruppi di coordinazione uno accanto all'altro, e poichè la capacità del tamburo ha 1.400 linee, il complesso comprende in totale 5.600 gruppi di coordinazione.
Per la inscrizione dei gruppi di coordinazione è predisposto un emettitore di strisce perforate. Poichè la velocità di fornitura degli emettitori di strisce perforate è troppo piccola per poter riempire linea per linea il complesso, tutte le informazioni vengono dapprima raccolte in una scatola o cassetta intermedia esterna all'emettitore di strisce perforate. Esse vengono poi richiamate fuori da questo nel momento in cui la linea già eleaborata del tamburo magnetico continuamente rotante si trova, nuovamente sotto le testine di registrazione. Quando il gruppo di coordinazione del contenitore intermedio è stato riportato nel tamburo, l'emettitore di strisce perforate, che agisce sul sistema di avviamento e di arresto, genera un comando di partenza, e il contenitore intermedio piglia il successivo gruppo di coordinazione.
Questo gioco si ripete, finchè l'ultimo gruppo viene registrato nel tamburo. Il coordinatore è così programmato e pronto per lavorare.
Se ora si imprime coi tasti una combinazione di lettere alfabetiche con la tastiera di un posto di codificazione, o si preme un tasto di località, viene inizialmente registrato il corrispondente tipo di codice. I contenitori dei posti di codificazione vengono analizzati, per mezzo di un circuito elettronico di analisi, ciclicamente in rapida successione.
Quando l'analizzatore incontra una cassetta completamente piena, si ferma e trasmette il contenuto della cassetta in un registro di ricerca. Dopo ciò, il tipo di codice viene confrontato in un circuito comparatore coi campi di lettere sul tamburo magnetico e tosto che si verifica la concordanza, le testine di lettura dei gruppi di cifre vengono inserite. Dalle testine di lettura si ricava il numero caratteristico di località appartenente al relativo gruppo di coordinazione, numero che poi perviene al registro di emissione nel posto codificatore e qui posto nel cassetto di inoltro nel registro di stampa. Contemporaneamente al numero caratteristico del luogo viene fornito anche il numero caratteristico di preseparazione per gli scambi del dispositivo smistatore presso il posto di codificazione.
Così la coordinazione è ultimata, e il sistema analizzatore non richiama più altre cassette, finchè essa trova quella piena susseguente. Tutti questi processi si svolgono in una successione così rapida, che il tempo di attesa fra l'inscrizione di un indirizzo, cioè del corrispondente gruppo di lettere, e la risposta del coordinatore si aggira in media intorno a 96 millisecondi soltanto.
Quando al posto del nome del luogo o dell'abbreviazione viene inscritto il numero caratteristico della località nel posto codificatore, la coordinazione precedentemente descritta scade, è vero, ma la cifra caratteristica di presmistamento deve essere ricavata dal tamburo magnetico, come prima,

Ciò avviene sostanzialmente come la coordinazione a codice, però con la differenza che ora vengono confrontate col contenuto del tamburo le cifre caratteristiche della località registrata (e non il tipo di codice del nome del luogo, ovvero dell'abbreviazione). Allo stesso modo si svolgono anche le coordinazioni della separazione per le macchine di preselezione e per le macchine di smistamento. I numeri caratteristici di località vengono ricavati in questo caso dai dispositivi analizzatori, che leggono la stampigliatura a codice delle missive da smistare, nei coordinatori.
Tutti i processi descritti vengono sincronizzati mediante una frequenza di cadenza, che viene fornita da una pista di messa in passo del contenitore del tamburo magnetico. In tal modo non solo vengono assicurate la registrazione e la lettura esatte del contenuto del tamburo, ma viene anche evitata l'influenza di impulsi disturbanti, specialmente sui circuiti di ricerca e di analisi. Per evitare errori nella programmazione e nell'uso del coordinatore sono previsti vari dispositivi di controllo. Così per es., se si sbaglia a manovrare i tasti nel posto di codificazione, la tastiera viene bloccata elettricamente. Il contenuto del tamburo può in ogni momento — anche durante il funzionamento — essere controllato nella sua esattezza, per confronto con le strisce perforate originali.

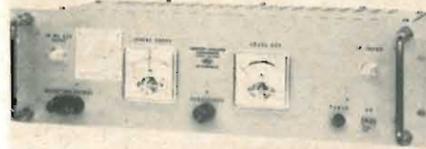
Fig. 9 - Coordinatore di codice e di smistamento ZO660/1.

5. - DATI TECNICI

Possibilità di allacciamento:
16 posti di codificazione con apparato di preselezione per 10 direzioni, (possibilità di ampliamento per 32 e 48 posti di codice);
1 macchina preselettrice per 10 direzioni e 6 macchine principali di smistamento anche per 100 direzioni.
Parti complementari:
1 gruppo di lettere alfabetiche a 4 cifre (aumentabile a 5 posti), a;
1 numero caratteristico di località a 4 cifre;
1 numero caratteristico di presmistamento a una cifra e;
2 numeri caratteristici principali di smistamento a 2 cifre (programma 1° e 2° di smistamento principale a scelta nelle macchine di separazione).
Capacità del contenitore del tamburo magnetico: 5.600 gruppi di coordinazione.
Tempi di transito: nel posto di codificazione max. 180 msec., in media 96 msec.
nelle macchine di smistamento max. 90 msec.
Tempi di istruzione del programma: (introduzione attraverso emettitore di strisce perforate 200 segni/min. in avviamento-arresto-esercizio).
contenuto totale del cassetto da 30 a 40 minuti.
Coppia di programmi di separazione principali (inscrizione separata o circoscrizione) 7 min.
Programma di preselezione (inscrizione separata o circoscrizione) 3 min.
Tempi di elaborazione:
Contenuto totale del cassetto fino a 20,5 min. in media 14 min.
Programma di preselezione fino a 1,4 min. in media 0,93 min.
Tensione di alimentazione: 220/380 V, 50 Hz
Consumo: 2 kVA circa *A*

Sui trasmettitori AM, FM e TV, nonché nei forni ad induzione e negli apparati per riscaldamento a dielettrico sono indispensabili dei condensatori variabili, capaci di sopportare tensioni e correnti RF piuttosto elevate. La COLUMBUS ELECTRONICS Co. presenta un nuovo modello di condensatore variabile per valori fino a 5000 pF, tensioni di picco di 60 kV e correnti fino a 125 A. Tali condensatori sono costruiti secondo le specifiche militari americane.

Le norme per i premi Giancarlo Vallauri per il 1962

Per l'assegnazione dei Premi Giancarlo Vallauri che saranno da annunciare nel settembre 1962, varranno norme analoghe a quelle già bandite per i precedenti. I documenti e le segnalzioni dovranno pervenire entro il 31 maggio dell'anno stesso 1962 alla Segreteria dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale (corso Massimo d'Azeglio 42, Torino). Nell'esaminare domande e proposte raggiunti o i programmi appoggiati da concreti risultati iniziali, che diano sicuro affidamento sui futuri sviluppi.
Com'è noto, nell'intento di onorare la memoria di Giancarlo Vallauri, il Salone internazionale della tecnica ha costituito, presso lo Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris », in Torino, un « Fondo Salone internazionale della Tecnica in memoria di Giancarlo Vallauri », mettendo a disposizione annualmente la somma di cinque milioni di lire.
Il fondo viene utilizzato per uno o più premi di carattere nazionale, intitolati a Giancarlo Vallauri, e per altre iniziative di particolare rilievo, anch'esse d'interesse nazionale e nel nome dell'insigne Maestro, con lo scopo d'incoraggiare e di promuovere lo sviluppo tecnico, scientifico e didattico dell'elettrotecnica, in una qualunque delle varie branche.
Nel settembre 1961, la Commissione aggiudicatrice, presieduta dal Preside dello Istituto stesso e da due per il Salone Internazionale della Tecnica, preso atto dell'intenzione di questo di dare uno speciale rilievo all'attribuzione dei Premi Vallauri nell'occasione delle celebrazioni del Centenario dell'Unità d'Italia, ha assegnato il quarto ed il quinto di essi, sottolineandone il particolare valore mediante la consegna anche di due medaglie d'oro e di quattro d'argento recanti

La DYMEC, Divisione della HEWLETT-PACKARD presenta un sincronizzatore per oscillatore transfer grazie al quale i costruttori affermano di poter effettuare misure di frequenza fino a 12.400 MHz, con incertezze di 3 parti su 10^{-8}.

l'effigie del Commemorato, al Senatore Professore Basilio Focaccia ed al Prof. Carlo Chiodi insieme con i ricercatori Prof. Cesarina Bordone Sacerdote, ing. Cesare De Bernocchi, Prof. Mario Soldi, Prof. Giacinto Zito a titolo d'incoraggiamento. (*i.s.*)

Studio delle interazioni di protoni di 300 MeV con nuclei di carbonio

I Dott. E. Abate, G. Bellini, E. Fiorini e S. Ratti, di Milano, hanno studiato le interazioni di protoni di 300 MeV di energia con nuclei di carbonio, applicando un metodo di Montecarlo allo studio della cascata nucleare con la calcolatrice elettronica REMINGTON Univac U.T.C. dell'Università di Milano.
I calcoli sono stati svolti: 1) supponendo che la cascata nucleare sia costituita solamente da urti nucleone-nucleone; 2) assumendo che vi sia una probabilità del 30% e una probabilità del 40% che gli urti della cascata avvengano contro una sottostruttura di tipo particella alfa.
La trattazione della cascata viene svolta sulla base sia di una distribuzione alla Fermi che di una distribuzione gaussiana delle quantità di moto dei nucleoni in seno al nucleo.
I risultati si riferiscono alle percentuali delle cascate distinte in base al numero degli urti ed al numero e alla natura dei secondari veloci uscenti; alle distribuzioni di energia dei nucleoni veloci uscenti; alle distribuzioni dell'angolo fra i secondari carichi nelle cascate di tipo (p,2p); alle distribuzioni di energie di eccitazione dei nuclei dopo la cascata.
Sulla base dei risultati ottenuti e del confronto di essi con i dati sperimentali, i citati ricercatori possono concludere che:
a) le percentuali delle cascate di diverso tipo e le distribuzioni angolari dei secondari carichi rispetto al primario sono sensibilissime all'introduzione dell'ipotesi di urti con sottostrutture (e sembrano molto infienzate dalle differenti ipotesi assunte sulla distribuzione delle quantità di moto dei nucleoni). I dati sperimentali concordano con i nostri risultati ottenuti adottando una distribuzione di Fermi delle quantità di moto dei nucleoni e assumendo che la probabilità che una particella urti con una sottostruttura stia fra il 30% ed il 40%.
b) Lo spettro di energia dei secondari veloci è molto sensibile all'introduzione delle sottostrutture solo per quanto riguarda i piccoli angoli ed è fortemente influenzata dalle assunzioni relative alle distribuzioni delle quantità di moto dei nucleoni nel nucleo. La scelta della distribuzione delle quantità di moto dei nucleoni inoltre influenza fortemente lo spettro delle energie di eccitazione dei nucleoni residui; la distribuzione gaussiana porta a risultati completamente assurdi; per esempio un'alta percentuale di interazioni che lasciano il nucleo con un energia di eccitazione negativa, il che comporta un'eccitazione media all'incirca nulla e di conseguenza una percentuale non trascurabile di secondari con energia superiore a quella del primario.
Le distribuzioni alla Fermi portano invece ad un buon accordo con i risultati sperimentali. (*i.s.*)

Un misuratore di potenza per microonde con lettura diretta entro lo 0,5% è presentato dalla GENERAL MICROWAVE Co. Si tratta del modello 450. Ulteriori notizie possono essere richieste alla Agenzia italiana della SYLVAN GINSBURY LTD, Milano.

Il premio 1961 « Enrico Fermi » al prof. Hans Beths

Il Presidente Kennedy è intervenuto alla solenne cerimonia che si è svolta alla Casa Bianca per la consegna del Premio 1961 « Enrico Fermi » al prof. Hans Bethe, della Cornell University, in riconoscimento dell'opera svolta dall'insigne scienziato per il progresso della fisica teorica e nucleare e per le applicazioni di pace dell'energia atomica.
Il riconoscimento, che viene assegnato per la quinta volta da quando fu istituito dalla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), consiste in un assegno di 50 mila dollari, in una medaglia d'oro e in una pergamena recante la motivazione del premio.
Il prof. Hans Albrecht Bethe è nato a Strasburgo nel 1906. Compiuti gli studi elementari, medi, superiori ed universitari (all'Università di Francoforte), conseguì la libera docenza a Monaco di Baviera nel 1928. Dapprima assistente di fisica teorica alle Università di Francoforte, Stoccarda, Monaco e Tubingen, nel 1933 passò in Inghilterra, dove insegnò all'Università di Bristol e Manchester.
Nel 1935 giunse negli Stati Uniti, avendo accettato un incarico alla Cornell University di Ithaca (New York). Allo scoppio della guerra, Hans Bethe, divenuto nel frattempo professore ordinario alla Cornell, prese parte alle ricerche del « Manhattan Engineering District », come direttore, al Laboratorio Scientifico di Los Alamos, della divisione di fisica teorica. Terminata la seconda guerra mondiale, Bethe tornò ai suoi studi preferiti, contribuendo in maniera rilevante alla formulazione di diverse teorie sulla reazione di fusione.
Tra l'altro, è autore di un « Handbuch der Physik », un testo fondamentale nel campo della fisica nucleare che risale al 1933, e di diversi trattati in lingua inglese, tra cui i seguenti: « Mesons and Fields » (1955), « Review of Modern Physics » (1937) e « Elementary Nuclear Theory ».
(*u.s.*)

dott. ing. Marcello Busco

Comportamento di un circuito risonante parallelo in funzione della resistenza in serie al generatore di tensione

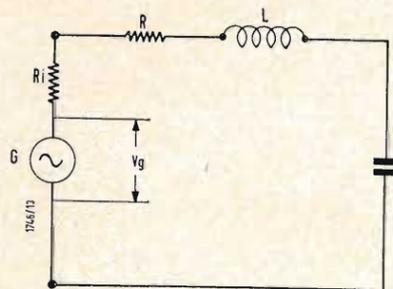



Fig. 1

1. - INTRODUZIONE

Il comportamento di un circuito risonante parallelo dipende in maniera notevole dalla resistenza interna (o dalla resistenza-serie) del generatore di tensione che lo alimenta; esso infatti presenta le sue proprietà selettive solo per valori elevati di tale resistenza.

Lo studio di questo circuito è generalmente fatto in radiotecnica introducendo il concetto di generatore di corrente che semplifica la trattazione ma il cui aspetto fisico risulta poco chiaro nei casi limiti.

Lo scopo di questo articolo è di chiarire i concetti ed uniformarli a quelli noti e assai semplici relativi al circuito risonante serie, di cui è dato un rapido cenno, impiegando per ambedue generatori di tensione.

Un incremento della resistenza in serie al generatore causa una diminuzione di selettività nel circuito risonante serie ed un aumento in quello parallelo, anzi quest'ultimo, come già accennato, ha significato per resistenze-serie al di sopra di un dato valore.

Il problema è trattato teoricamente, prima nel caso di un circuito parallelo ideale senza perdite, poi relativamente ad un ciruito reale con perdite nell'induttanza.

In questo secondo caso,sono fornite relazioni che permettono di determinare la resistenza da porre in serie al generatore per ottenere una data larghezza di banda per un prefissato livello del segnale in uscita.

Questi concetti sono confermati da prove di laboratorio di cui sono riportati i risultati.

Si conclude ricordando il campo di impiego di tale circuito che costituisce uno degli elementi fondamentali della radiotecnica e dell'elettronica.

2. - RIEPILOGO DEI CONCETTI FONDAMENTALI RELATIVI AL CIRCUITO RISONANTE SERIE

Se si collega un generatore di tensione perfettamente sinusoidale G di valore efficace V_g e di resistenza interna R_i, in serie ad un circuito di parametri R, L, C[1] (Fig. 1), si ottengono le seguenti relazioni simboliche:

$$I = \frac{\overline{V}_g}{\overline{Z}} = \frac{\overline{V}_g}{R_t + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)} \qquad (1)$$

ove: $R_t = R_i + R$

ed $\overline{Z} = R_t + jX = R_t + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)$

Il valore assoluto della corrente e l'angolo di fase sono dati:

$$I = \frac{V_g}{\sqrt{R_t^2 + \left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)^2}};$$

$$\varphi = \arccos \frac{R_t}{\sqrt{R_t^2 + \left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

In fig. 2 sono tracciate le curve della corrente e dell'angolo di fase in funzione della frequenza per vari valori di R_t.

Alla frequenza di risonanza

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

l'impedenza è minima ($\overline{Z} = R_t$), l'angolo di fase è zero e la corrente è massima.

Al diminuire di R_t la curva della corrente si innalza presentando un picco, in corrispondenza di f_o, sempre più acuto.

Si definisce come coefficiente di risonanza (o di sovratensione del circuito) il numero

$$Q = \frac{V_L}{V_R} = \frac{\omega_o L}{R_t} \qquad (2)$$

Si definisce come larghezza di banda $\Delta f = f_2 - f_1$ del circuito l'intervallo sull'asse delle frequenza tra i punti f_1 ed f_2 corrispondenti alle correnti I_1 ed I_2 attenuate di 3dB rispetto alla corrente massima I_M ($I_1 = I_2 \simeq 0{,}7\, I_M$)

Al diminuire di R_t, dato che l'incremento in corrispondenza di I_M è più grande che in corrispondenza di I_1 ed I_2, la larghezza di banda diminuisce (aumenta la selettività, ossia la capacità a selezionare determinate frequenze).

Per R_t abbastanza piccole vale tra Δf e Q la relazione approssimata $\Delta f = \dfrac{f_o}{Q}$, che mostra come all'aumentare di Q aumenti la selettività del circuito.

Per $R_t = 0$ la corrente assume un valore infinito alla risonanza, il Q è ugualmente infinito, la Δf è zero, il circuito seleziona una sola frequenza: la f_o.

Non si crede opportuno insistere ulteriormente su questo argomento che non presenta alcune novità, dato pure che gli elementi già forniti sono sufficienti per l'ulteriore svolgimento del lavoro.

Fig. 2

(1) R_i, R, L, C sono costanti e invariabili rispetto al tempo; tale ipotesi è tacitamente ammessa per tutta la trattazione.
È chiaro inoltre che il generatore G possa funzionare su una larga banda di frequenze.

Fig. 3

3. - CIRCUITO RISONANTE PARALLELO COLLEGATO AD UN GENERATORE DI TENSIONE

3.1. - Caso di circuito ideale privo di perdite.

In fig. 3 è illustrato un tale circuito.

G è un generatore di f.e.m. perfettamente sinusoidale, di cui V_g è il valore efficace della tensione a vuoto, ed R_i la sua resistenza interna.

R una resistenza addizionale, V la tensione ai capi del circuito.

Valgono per i parametri R, L, C le ipotesi enunciate.

La corrente totale I_t è data:

$$\overline{I}_t = \frac{\overline{V}_g}{R_t - j\,\dfrac{\omega L}{\omega^2 LC - 1}}$$

ed il suo modulo:

$$I = \frac{V_g}{\sqrt{R_t^2 + \dfrac{\omega^2 L^2}{(\omega^2 LC - 1)^2}}}$$

Fig. 4

Dalla relazione vettoriale tra le varie tensioni, disegnata in fig. 4 (nel caso di corrente I_t in ritardo) risulta:

$$\overline{V}_g = \overline{V}_{Rt} + \overline{V}$$

$$V = \sqrt{V_g^2 - V_{Rt}^2}$$

$$V = \sqrt{V_g^2 - \frac{V_g^2 R}{R_t^2 + \left(\dfrac{\omega L}{\omega^2 L C - 1}\right)^2}} = V_g \frac{\omega L}{\sqrt{R_t^2(\omega^2 LC - 1)^2 + \omega^2 L^2}} \qquad (4)$$

Fig. 5

È interessante rappresentare V in funzione di ω per vari valori di R_t.

Dall'esame del grafico risultano le seguenti importanti conclusioni.

Per $R_t = 0$, V è costante ad ogni ω; all'aumentare di R_t, V diminuisce eccetto in corrispondenza di $\omega_o = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$, infatti in corrispondenza della pulsazione di risonanza $I_t = 0$, non vi è caduta su R_t e di conseguenza $V_g = V$.

Derivando la (4) rispetto ad ω ed uguagliando a zero si dimostra che il massimo di V è sempre in corrispondenza di ω_o e non varia al variare di R_t.

Spiegare tale comportamento dal punto di vista fisico è assai facile: alla risonanza, dato che il circuito è pensato privo di perdite, si innesca un regime di oscillazioni persistenti che non richiede alcun rifornimento di energia ($I_t = 0$; $R_t I_t = 0$).

Le curve di V mostrano una selettività che è funzione crescente di R_t.

Più interessanti osservazioni possono essere dedotte osservando la corrente I_L, che attraversa l'induttanza, in funzione di ω (2).

Il modulo della I_L è dato:

$$I_L = \frac{V}{\omega L} = \frac{V_g}{\sqrt{R^2(\omega^2 L C - 1) + \omega^2 L^2}} \qquad (5)$$

per $R_t = 0$, I_L è infinito per $\omega = 0$, (la curva è una iperbole equilatera).

In tal caso non ha senso parlare di selettività ed il circuito risonante parallelo non ha alcuna funzione utile.

Aumentando la R_i del generatore o mettendo in serie al generatore una resistenza addizionale R, la curva si deforma abbassandosi eccetto in corrispondenza di ω_o.

Alla risonanza infatti il circuito ideale presenta una impendenza infinita per cui $I_t = 0$, $R_t I_t = 0$, $V_g = V$.

La selettività incomincia a manifestarsi ad un dato valore di R_t, aumenta all'aumentare di R_t e diviene infinità per $R_t = \infty$, per tale valore la curva si riduce al segmento verticale compreso tra i punti $\left(\dfrac{1}{\sqrt{LC}}, 0\right)$ e $\left(\dfrac{1}{\sqrt{LC}}, V_g\sqrt{\dfrac{C}{L}}\right)$.

Fig. 6

In fig. 6 è tracciata una famiglia di tali curve per vari valori di R_t.

Il grafico nello spazio (R_t, ω, I_L) assume l'aspetto di fig. 7.

3.1.1. - Studio analitico del grafico di I_L in funzione di ω.

È importante far notare che il massimo della I_L si manifesta in corrispondenza della pulsazione di risonanza ω_o solamente per un valore infinito di R_t.

Ciò può essere dimostrato analitica-

(2) Ciò può essere importante se si pensa all'accoppiamento per mutua induzione con un altro circuito.

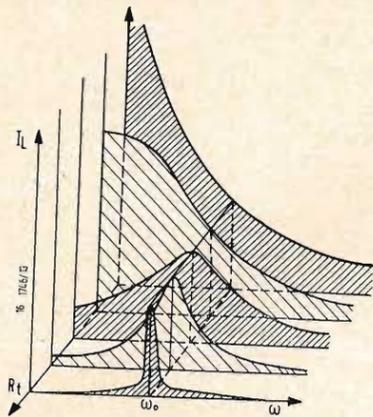



Fig. 7

mente nella maniera seguente. Derivando l'espressione analitica della I_L (5) rispetto ad ω, si ha:

$$\frac{dI_L}{d\omega} = \frac{d}{d\omega}\left(\frac{V_g}{\sqrt{R^2(\omega^2 LC - 1) + \omega^2 L^2}}\right) = -\frac{V_g}{2}\,\frac{4R^2(\omega^2 LC - 1)L\omega + 2L^2\omega}{[R^2(\omega^2 LC - 1) + \omega^2 L^2]^{3/2}}$$

I punti di massimo (o minimo) relativo a tangente orizzontale si trovano uguagliando a zero la derivata e quindi il numeratore.

$$2\,LCR^2(\omega^2 LC - 1) + L^2 = 0$$

$$\omega_{1,2} = \pm\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{2\,C^2 R_t^2}} \qquad (6)$$

Prendendo la radice col segno positivo, che è l'unica ad aver significato, si vede che essa è reale per

$$R_t \geq R_{t\star} = \sqrt{\frac{L}{2C}}$$

Tale valore limite è interessante perchè solo per $R_t > R_{t\star}$ il circuito incomincia a presentare una tendenza a selezionare determinate frequenze.
Ciò è conseguenza del manifestarsi di un massimo nella curva $I_L = f(\omega)$ che tende a spostarsi in corrispondenza di ω_o aumentando R_t.

Per $R_t = \sqrt{\frac{L}{2C}}$ il massimo di I_L è in corrispondenza di $\omega = 0$, incrementando R_t si sposta verso destra, per R_t uguale ad infinito il massimo è in ω_o e la selettività diviene infinita.
Come si può notare, per $R_t >> R_{t\star}$, l'andamento della I_L è perfettamente analogo a quello della corrente nel circuito risonante serie.

3.2. - Circuito risonante parallelo reale collegato ad un generatore di tensione

In fig. 8 è dato lo schema di un circuito risonante parallelo, nell'ipotesi che tutte le perdite siano rappresentate dall'energia dissipata nella resistenza r in serie all'induttanza. L'impedenza di un tale circuito risulta:

Fig. 8

$$Z_{eq} = \frac{-\frac{j}{\omega C}(r + j\omega L)}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\frac{L}{C} - j\frac{r}{\omega C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

poichè;

$$I = \frac{V_g}{\sqrt{\left[R_t + \frac{\omega^2 LCr - r(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]^2 + \left[\frac{r^2\omega^2 C + \omega L(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]}} \qquad (7)$$

la tensione tra i punti A e B è data:

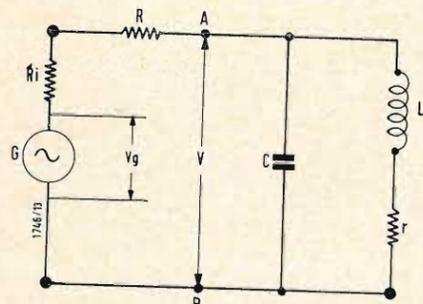
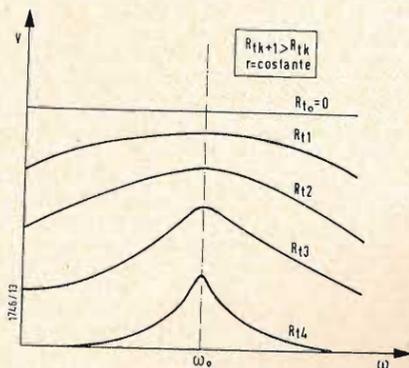



Fig. 9

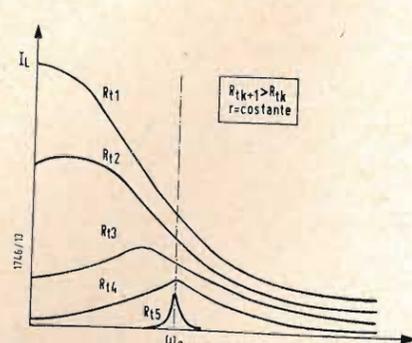



Fig. 10

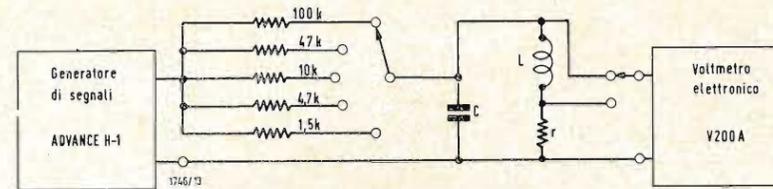



Fig. 11

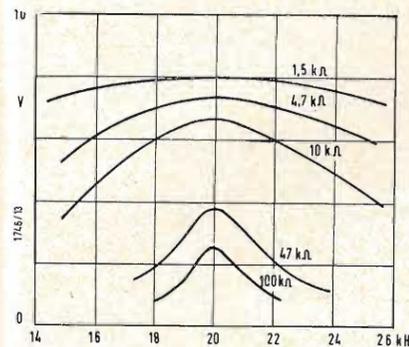



Fig. 12

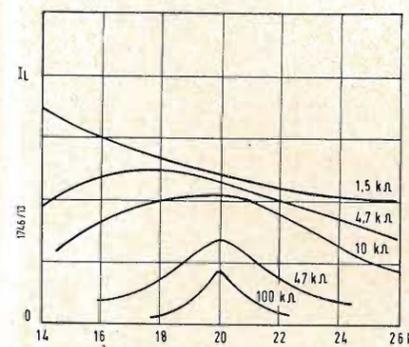



Fig. 13

$$V = V_g\sqrt{\frac{\left[\frac{\omega^2 LCr - r(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]^2 + \left[\frac{r^2\omega C + \omega L(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]^2}{\left[R + \frac{\omega^2 LCr - r(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]^2 + \left[\frac{r^2\omega C + \omega L(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 r^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}\right]^2}} \qquad (8)$$

È interessante analizzare l'andamento della tensione V in funzione di ω per diversi valori di R_t.
In fig. 9 è fornito tale grafico, si può vedere chiaramente come all'aumentare di R_t si manifesti una maggiore selettività.
Il caso è analogo a quello illustrato in fig. 5, ma, per la presenza della resistenza r, incrementando la R_t aumenta la caduta di tensione ed il massimo si abbassa; infatti per compensare le perdite è necessario che il generatore fornisca una certa corrente anche alla frequenza di risonanza.
In fig. 10 è rappresentata la funzione

$$I_L = \frac{V}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \qquad (9)$$

Come per la tensione, per valori crescenti della resistenza totale, il massimo della corrente nell'induttanza, pur diminuendo di valore, diviene più accentuato e si sposta verso l'ascissa ω_o.
Ad un incremento ΔR_t corrisponde una diminuzione ΔI della corrente, ma il decremento ΔI_o in corrispondenza di ω_o è più modesto che non per le altre pulsazioni ω.
Questo dimostra l'aumento della selettività; ma ciò non è indefinitamente vero perchè l'ampiezza del segnale diminuisce fino a raggiungere un valore non più utilizzabile (ad es., per $R_t = \infty$, $V = 0$ e $I_L = 0$ per $0 \leq \omega \leq \infty$).
Per un dato circuito risonante parallelo, fissato un valore minimo delle grandezze in uscita, è dunque possibile applicando le relazioni (8) e (9) stabilire un valore ottimo della resistenza R_t e quindi della R per ottenere una larghezza di banda minima.

4. - VERIFICA SPERIMENTALE DELLA TEORIA

Una verifica sperimentale dei concetti esposti è stata eseguita in laboratorio.
Il circuito di prova è indicato in fig. 11.
Le curve del grafico di fig. 12 rappresentano la tensione ai capi del circuito risonante.
Nel grafico di fig. 13 sono date le curve della I_L (sono state misurate le tensioni ai capi della r che risultano direttamente proporzionali alle correnti che attraversano l'induttanza).
Alcuni valori della larghezza di banda Δf (tra i punti a 3dB), riferiti alle curve della tensione, per vari valori di R, sono dati nella tabellina 1.
I valori della Δf, riferiti alle curve della corrente, sempre per diversi valori di R, sono dati nella tabellina 2.
Per una data R, i valori Δf diminuiscono aumentando il coefficiente di merito Q del circuito $Q = \frac{\omega L}{r}$.

Tabella 1

R [kΩ]	4,7	10	47	100
Δf [kHz]	13,5	7,2	2,8	2

Tabella 2

R [kΩ]	10	47	100
Δf [kHz]	7,5	2,2	1,8

5. - CONCLUSIONE

Concludendo questa breve trattazione, che ha la speranza di fornire qualche chiarimento su questo importante argomento, si vuole indicare il campo di applicazione di tale circuito.
Come già fatto notare, nella generalità dei casi esso è impiegabile con generatori (od elementi equivalenti a generatori) di elevata impedenza interna ed in particolare con i triodi ed i pentodi.
Tali tubi elettronici presentano infatti resistenze differenziali che vanno da qualche decina di kΩ a molte decine di kΩ.
Per un dato circuito risonante parallelo, volendo una determinata larghezza di banda, si deve di conseguenza scegliere il generatore opportuno; volendo variarne il valore occorre tener presente che una resistenza in serie al circuito diminuisce la larghezza di banda mentre una resistenza in parallelo l'aumenta.

A

dott. ing. Ferruccio Bebber

Una nuova tecnica per la televisione a colori

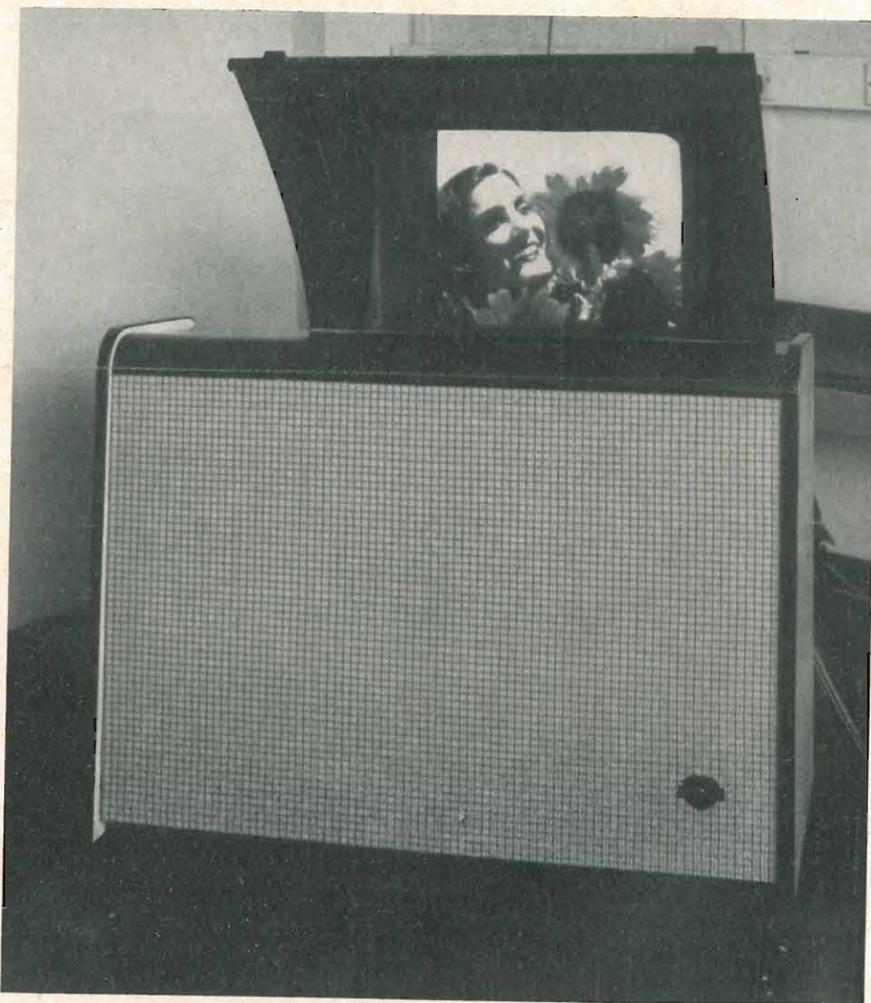



Fig. 1 - Un ricevitore sperimentale con il nuovo tubo recentemente presentato per una dimostrazione di televisione a colori ad un congresso del l'« Institution of Electrical Engineers ».

IL PRIMO SISTEMA pratico di televisione a colori, che abbia goduto di un certo successo commerciale, è basato sul tubo americano detto « shadowmask ». Anche questo tuttavia non è stato venduto che in numero limitato negli Stati Uniti sebbene da alcuni anni vi siano trasmissioni televisive a colori.

La principale differenza tra un tubo « shadowmask » e uno normale in bianco e nero è che il primo ha tre fasci elettronici, ognuno dei quali ha il compito di colpire, passando attraverso una maschera forata, la relativa zona di colore fondamentale (rosso, verde o blù) sullo schermo. Il fatto che vi siano tre catodi e uno schermo piuttosto complesso rende questo tubo considerevolmente più costoso del corrispondente monocromatico. Inoltre il sistema « shadowmask » non ha nemmeno acquistato una reputazione particolarmente buona per qualità e sicurezza di funzionamento; si deve però dire che un televisore a colori di questo tipo, messo a punto adeguatamente, può dare una buona immagine, purchè le condizioni ambientali di luce siano convenientemente favorevoli.

Il maggiore ostacolo alla diffusione della tecnica « shadowmask » deriva quindi da considerazioni economiche. Per questo motivo sono stati spesi sforzi considerevoli nel tentativo di sviluppare una tecnica meno costosa e possibilmente di qualità più elevata.

Per un televisore a colori le spese da ridurre sono principalmente due. La prima è data dal costo iniziale del ricevitore, e questo dipende quasi interamente dalla complessità del tubo. La seconda è il costo di sostituzione del tubo, che è indubbiamente il pezzo singolo più costoso nel ricevitore televisivo.

Per entrambe le spese, e in particolare per la seconda, il sistema con tubo « banana » recentemente sviluppato presenta notevoli vantaggi.

1. - IL TUBO « BANANA »

Il complesso di proiezione con tubo « banana », a differenza dei suoi predecessori, è in parte elettronico e in parte meccanico; esso consiste in un tubo a raggi catodici relativamente semplice e poco costoso e in un sistema rotante meccanico di lenti. Il costo di acquisto del complesso è basso in confronto con il tubo « shadowmask » (vedi tabella I), e il costo di sostituzione di una qualunque delle parti componenti è ancora più basso.

Il tubo « banana » possiede anche altri vantaggi. È di gran lunga meno sensibile alla luce ambientale che il sistema « shadowmask »; infatti esso possiede una luminosità e una qualità del colore completamente adeguate anche in condizioni di piena luce solare. Ciò è dovuto al fatto che la luce esterna non cade direttamente sulla striscie fluorescenti di colore del tubo.

Data la preferenza attuale per i ricevitori di linea snella, il tubo « banana » può essere considerato vantaggioso per il fatto che la profondità del ricevitore è soltanto di un terzo di un tipico ricevitore « shadowmask ».

Questi vantaggi sono in certo grado oscurati da un inconveniente particolarmente importante: il campo visivo è ridotto in entrambe le direzioni orizzontale e verticale. Queste riduzioni non sono però di notevole entità e attualmente si stanno facendo sforzi per aumentare l'angolo visivo verticale, cosicchè per gli usi normali non vi sarà praticamente alcuna limitazione.

Nell'attuale stato di sviluppo il ricevitore è sensibile anche alle variazioni del campo magnetico esterno che lo circonda; ciò significa che il ricevitore non può essere spostato senza regolare alcuni dei suoi comandi. È già stato tuttavia anticipato che questo problema verrà risolto nel futuro con un sistema elettrostatico che sarà adattato entro allo stesso tubo a raggi catodici.

Tabella I. - Costi comparativi.

Tipo di ricevitore	Costi comparativi (unità arbitraria)
Modello da tavolo monocromatico da 21" di tecnica corrente	100
Consolle « banana », di tecnica finora sviluppata	280
Consolle « banana », di tecnica prevedibile come ottima per il futuro	240
Consolle « shadowmask », di tecnica corrente	320

Tabella II. - Confronto dei rapporti di contrasto.

Luce ambientale	Banana	Shadowmask
Nulla	40 : 1	25 : 1
4 ft-L (lampada da 100 W a 6 piedi dallo schermo)	32 : 1	7 : 1
16 ft-L (lampada da 100 W a 3 piedi dallo schermo)	19 : 1	4 : 1

Fig. 2 - Diversamente da un normale tubo a raggi catodici in bianco e nero, nel nuovo tubo le striscie fluorescenti sono disposte nel senso della lunghezza. Tre striscie rendono i colori fondamentali, mentre una quarta produce luce normale bianca.

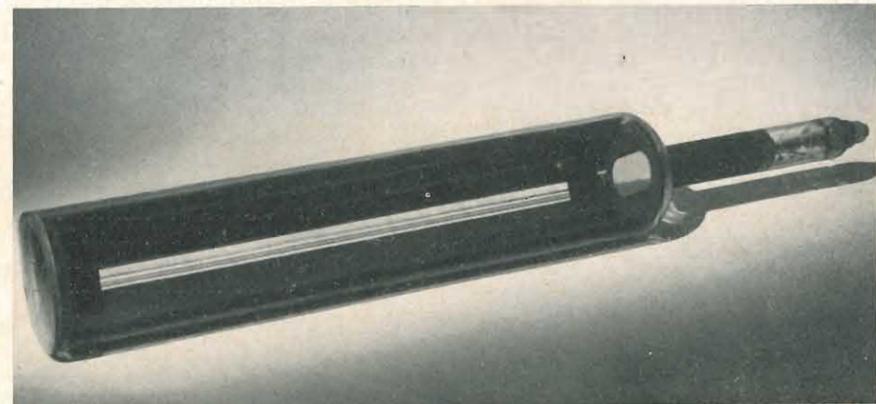
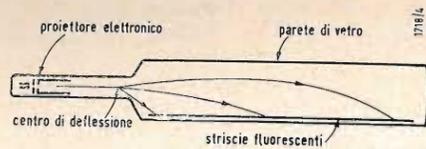



Fig. 3 - Il fascio elettronico sotto l'azione di un campo magnetico permanente colpisce le striscie fluorescenti con un angolo elevato di incidenza.

Fig. 4 - Le righe del quadro si formano elettronicamente entro al tubo; esse vengono poi disposte entro una cornice per mezzo di un sistema di lenti rotanti e di uno specchio iperbolico.

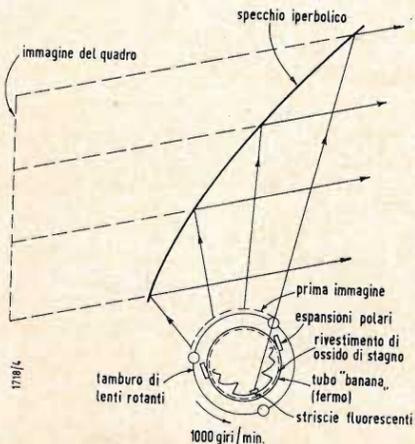
2. - CONFORMAZIONE DEL TUBO « BANANA »

Il tubo televisivo « banana » è in apparenza più semplice di un normale tubo monocromatico; può essere perciò costruito ad un costo minore. Il suo nome non è indicativo della forma; infatti gli è stato dato il nome « banana » a causa dell'esistenza di un progetto di tubo concorrente, a cui era stato dato il nome di « mela ». Il tubo « banana » è costituito da un cilindro di vetro con tre striscie fluorescenti disposte lungo la parete del cilindro (attualmente esiste anche una quarta striscia che restituisce luce bianca per le noramli riproduzioni monocromatiche). Il proiettore elettronico è da un lato mentre il terminale ad alta tensione è dall'altro. Il fascio emesso dal proiettore elettronico è costretto a correre lungo le striscie fosforescenti, essendo deviato verso il basso, come mostra la fig. 3, da un magnete permanente disposto attorno al tubo. Mentre il fascio viaggia lungo il tubo, esso viene elettronicamente spostato lateralmente, in modo che ad ogni dato istante esso colpisca ogni colore che il segnale rappresentante l'immagine richiede.

Il risultato di questo è che il tubo produce la esplorazione rapida, richiesta per ottenere le righe dell'immagine finale, lasciando che soltanto l'analisi di quadro venga eseguita con altri mezzi.

3. - ANALISI MECCANICA DI QUADRO

Ottenuta la formazione della riga, l'immagine virtuale costituita da righe successive è quindi fatta scorrere sullo schermo (in questo caso uno specchio iperbolico) per mezzo di un sistema di tre lenti rotanti disposte longitudinalmente. La fig. 4 mostra come si attua questo procedimento.

Un tamburo contenente tre sbarre di vetro, sfasate fra di loro di 120°, è semplicemente disposto attorno al tubo (il tamburo e il tubo hanno l'asse in comune). Il tamburo ruota a velocità determinata attorno al tubo, per cui le righe colorate emesse dalle striscie fluorescenti del tubo passano attraverso le tre lenti in successione ed appaiono sullo schermo come un'immagine stabile composta di 405 linee. In altre parole la esplorazione di riga ad alta velocità è realizzata elettronicamente entro il tubo a raggi catodici e la analisi di quadro a bassa velocità è attuata meccanicamente mediante un tamburo rotante provvisto di tre sbarre di vetro. Quantunque attualmente esista una considerevole tendenza a sostituire dispositivi meccanici con dispositivi elettrici dovunque possibile, vi sono dei casi in cui è degno di considerazione il processo inverso, come è avvenuto per il tubo « banana ». Il risultato di questa forma di realizzazione è che, in confronto con il sistema « shadowmask », sono sostanzialmente ridotti i costi di fabbricazione e di manutenzione. Inoltre poichè le parti meccaniche sono relativamente semplici è probabile che le rotture siano relativamente poco frequenti, quantunque non siano state date finora dimostrazioni di prove di durata. Un altro fatto importante è che la luce ambientale non influenza l'immagine in grado sensibile (vedi tabella 2).

4. - PROBLEMI TECNICI

A prima vista sembra un regresso ritornare a dispositivi meccanici in un ricevitore televisivo: masse in movimento e quindi usura meccanica, rumore ecc. sembrano degli inconvenienti. Questo non è però il nostro caso data l'accuratezza e l'ingegnosità della soluzione.

Il primo problema da risolvere per il sistema di lenti rotanti era di creare un meccanismo motore che doveva: *a*) ruotare *esattamente* ad una velocità predeterminata (1000 giri/min) *b*) essere privo di rumore e *c*) funzionare senza manutenzione per almeno 10.000 ore nelle condizioni più rigorose prevedibili.

Quale meccanismo motore è stato adottato un semplice motore a induzione con rotore a gabbia di scoiattolo e con freno magnetico, che ne controlla la velocità. Il motore, che ha quattro poli e una velocità di sincronismo di 1500 giri/min, è stato progettato per ruotare con uno scorrimento di 1/3.

Per ottenere la coppia frenante necessaria sono state tentate due tecniche diverse. La prima consisteva in un freno a disco sede di correnti parassite e la seconda in un freno incorporato nella carcassa del motore e costituito da un avvolgimento in corrente continua sullo statore. Sebbene la seconda soluzione costituisse un miglioramento rispetto alla prima, nessuna era interamente soddisfacente. Per questa ragione è stato sviluppato un terzo metodo, che sarà applicato nei modelli più recenti.

Il freno è montato separatamente ed è costituito da un magnete, il cui traferro è disposto in direzione radiale, in combinazione con un anello sede di correnti parassite. Impiegando un anello invece del più usuale disco, l'insieme costituito dal motore e dal tamburo con le lenti ha una certa libertà di movimento in direzione assiale. Si prevede che un tale sistema sia capace di dare la corretta velocità del motore entro limiti accettabili. Il motore aziona il tamburo con le lenti tramite un accoppiamento assiale ad una estremità; dall'altro lato il tamburo è sostenuto da un sistema di ruote portanti.

Furono esaminati molti tipi di supporti prima di decidere per un sistema di quattro rulli plastici liberi di muoversi. Mediante prove esaurienti su diversi materiali si arrivò ad un adatto composto, capace di sopportare le 10.000 ore di servizio senza inconvenienti e con un debole rumore.

Poichè difficilmente si possono ottenere ad un prezzo conveniente sbarre acriliche o di vetro solido con le richieste tolleranze dimensionali e con superfici a prova di graffio, il progetto finale per le lenti si è basato su tubi di vetro (che hanno tolleranze dimensionali accettabili) riempiti di liquido. In pratica l'acqua si è rivelata un materiale di riempimento completamente soddisfacente, purchè ad una estremità del tubo si disponga un adeguato dispositivo di espansione sigillato.

Le posizioni dei tubi di vetro nel tamburo portante sono critiche; tuttavia in pratica non si è presentata alcuna seria difficoltà per regolare la posizione delle lenti con l'ausilio di calibri adatti e non si prevede nemmeno che ciò possa far sorgere problemi per la produzione in serie.

Per ottenere un campo visivo adeguato alle normali esigenze domestiche, lo specchio curvo riflettente è più largo dell'immagine stessa. Durante lo sviluppo si è usato uno specchio iperbolico di 28" in larghezza. Questo dà un angolo visivo orizzontale di circa 50° per un immagine con 20" in diagonale. I movimenti dello spettatore si traducono in movimenti dell'immagine relativamente allo specchio. Ciò significa che eventuali irregolarità della superficie speculare provocano distorsioni dell'immagine diverse secondo la posizione dello spettatore.

Sono stati sperimentati specchi metallici e di vetro e gli ultimi si sono rivelati più soddisfacenti. La superficie riflettente è depositata sulla superficie anteriore del vetro, in modo da prevenire effetti ottici di immagine sdoppiata. Rivestendo la superficie riflettente con uno strato di lacca adatta si è trovato che lo specchio dura per lunghi periodi di impiego senza apprezzabile usura.

5. - PROSPETTIVE FUTURE

Sebbene il sistema con tubo « banana » abbia già dato buoni risultati, non vi è dubbio che vi sia ancora molto lavoro sperimentale da svolgere. È ancora oggetto di discussione se, per una diffusa applicazione domestica, sarà il tubo « banana » o il tubo « mela » (o qualche altro dispositivo) a succedere alla tecnica « shadowmask » già affermata. Il problema non può essere risolto fino a che non sia stato raggiunto un ulteriore stadio di sviluppo, quando saranno meglio definiti i dati tecnici ed economici.

In una memoria recentemente presentata all'« Institution of Electrical Engineers » il pioniere del tubo « banana », dott. Schagen, concludeva dicendo: « Nel considerare il possibile futuro del dispositivo si deve tenere presente che una alternativa non convenzionale a una tecnica già stabilita deve offrire alcuni chiari vantaggi. Nel caso del tubo « banana » i vantaggi da perseguire sono: costo inferiore del ricevitore, costo ridotto per la sostituzione del tubo e facilità di ottenere e mantenere una buona immagine colorata. Si deve però tener conto che il tubo « shadowmask » nella sua forma presente è il risultato di vaste ricerche e studi approfonditi svolti per un considerevole periodo di tempo, mentre il dispositivo con tubo « banana » è ancora in un primo stadio di sviluppo e perciò più suscettibile di ulteriori significativi miglioramenti.

Le caratteristiche meno convenzionali del dispositivo sono la rappresentazione dell'immagine sotto forma di immagine virtuale sospesa nello spazio dietro allo specchio e l'introduzione nel sistema di componenti meccanici. È difficile predire la reazione psicologica del pubblico verso questo tipo di rappresentazione del quadro visivo; però il numero limitato di spettatori che lo videro, non hanno avuto obiezioni per l'immagine virtuale e inoltre la superficie piana del quadro e l'assenza di tagli negli angoli vennero considerati come vantaggi evidenti ».

A

Consuntivo del primo anno del satellite « Tiros II »

Il satellite artificiale meteorologico « Tiros II », che secondo le previsioni avrebbe dovuto restare in funzione non più di tre mesi, continua a riprendere e trasmettere immagini di coltri di nubi intorno alla Terra, dopo più di un anno dal lancio.

Le fotografie trasmesse alle stazioni terrestri continuano ad essere altrettando chiare di quelle riprese nel 1960. All'atto del completamento del 5.354mo giro della Terra, il 23 novembre 1961, il « Tiros II » aveva trasmesso oltre 36.000 fotografie, e dati meterologici sufficienti a riempire quasi 1,2 milioni di metri di nastro magnetico.

Durante il primo anno di attività, il «Tiros II » osservò un ciclone a sud dell'Australia colpita dalla siccità, nel dicembre del 1960; avvistò i ghiacci sul Canale del San Lorenzo, nel gennaio del 1961, e due mesi più tardi ne segnalò la scomparsa; individuò un temporale al largo del Sud Africa, il 3 agosto. Inoltre, il « Tiros II » ha contribuito ai bollettini meteorologici per il volo suborbitale spaziale di Alan B. Shepard.

Tuttavia, alcune apparecchiature non funzionano come all'inizio. Ad esempio, per non esaurire troppo le batterie solari, il « Tiros » esegue fotografie solo su commissione. Infine, i rivelatori di radiazioni, sia termiche che riflesse, non funzionano più.

(*u.s*)

l. r.

Autoradio modello 811 «Explorer»*

Fig. 1 - Ecco come si presenta il nuovo VOXSON «Explorer», l'apparecchio che funziona esclusivamente a transistori ed ha non solamente la sintonia a pulsanti ma anche la ricerca elettronica delle stazioni.
Si noti la struttura compatta dell'apparecchio e la razionale disposizione dei comandi.
La custodia metallica non presenta alcun foro di aerazione, perché i circuiti a transistori contenuti nell'interno non producono calore; soltanto il transistore finale, sistemato dietro l'apparecchio, è munito di apposito radiatore alettato non visibile nella fotografia.

IL VOXSON MODELLO 811 «Explorer» è un'autoradio di struttura classica, monoblocco con soli transistori, dotata non soltanto della ricerca elettronica delle stazioni, ma anche della sintonia a pulsanti.
Il duplice sistema di sintonizzazione costituisce nel suo insieme una realizzazione che offre all'utente diversi vantaggi. Infatti la sintonia a pulsanti molto pratica per l'impiego della radio nella zona di residenza. Con i tasti predisposti è possibile passare da un programma all'altro in modo istantaneo. La ricerca elettronica invece mette in grado chi viaggia lontano dall'abituale residenza di trovare musica o notizie anche su stazioni che non sono di abituale ascolto.
L'assenza di valvole e di vibratore, unita ad una struttura meccanica particolarmente robusta e all'impiego deol circuito stampato, consentono elevata sicurezza di esercizio. Inoltre l'impiego di transistori dà i seguenti vantaggi:
— Consumo particolarmente ridotto (meno di 750 mA a 12 V di alimentazione).
— Stabilità di circuiti e maggiore precisione di ritorno in sintonia. Infatti i circuiti sintonizzati, oscillatore compreso, non sono sottoposti nel tempo avviamento-regime a variazioni di temperatura.
— Riduzione dei disturbi grazie alla schermatura totale attuata dalla custodia che non reca alcuna foratura.
— Possibilità di montaggio anche in vani non aereati o direttamente riscaldati fino a raggiungere una temperatura ambiente di 55°C.
Altre particolarità di rilievo dell'apparecchio sono:
— Bassissima intermodulazione grazie all'impiego di uno stadio preselettore a filtro di banda; ciò consente di ricevere soddisfacentemente anche in zone sensibilmente disturbate.
— Elevata reiezione alle frequenze spurie ottenuta con l'adozione di 3 circuiti sintonizzati prima dello stadio di conversione.
— Ottima musicalità specie con segnali di discreta ampiezza grazie alla particolare controreazione effettuata sul transistore driver di bassa frequenza.
L'apparecchio viene installato sulla plancia portastrumenti nell'alloggiamento opportunamente predisposto; l'installazione è agevolata dall'ingombro particolarmente ridotto del ricevitore.
L'altoparlante è staccato dal ricevitore e la posizione migliore di installazione è definita dalla struttura della vettura.
L'installazione può essere completata da un comando a distanza che può essere sia a piede, sia a pulsante. Tale comando permette la ricerca automatica delle stazioni anche da chi è seduto lontano dal ricevitore.
Ovviamente possono essere inclusi entrambi i comandi ed i collegamenti vengono effettuati naturalmente in parallelo.

(*) Gli schemi elettrici degli autoradio VOXSON modelli 811 e 811P, descritti in questo articolo, sono riportati nella rubrica Archivio schemi, a pagina 059 e 060.

1. - CARATTERISTICHE PRINCIPALI

— Circuito supereterodina con 5 transistori, 4 diodi al germanio, più 2 transistori per la ricerca automatica.
— Gamma delle onde medie da 520 a 1.600 kHz (578 ÷ 187 m).
— Media frequenza 265 kHz
— Tensione di alimentazione 12 V.
— Dimensioni massime di ingombro: 175 profondità - 190 larghezza - 56-74 altezza.
— Peso: kg. 2,960

1.1. - Comandi

Le manopole di sinistra sono coassiali, una piccola e l'altra grande. La prima agisce sull'interruttore di accensione e sul potenziometro di volume, la seconda regola il tono.

1.2. - Collegamenti elettrici

Le manopole di destra, analoghe alle precedenti, servono la prima per la sintonia manuale e la seconda per commutare la luminosità della scala. Sotto la scala tarata in centinaia di kHz sporgono 5 tasti destinati alla sintonia predisposta. Sopra la scala sporgono 2 tasti destinati alla sintonia automatica. Pigiando il tasto di destra (ove è posta la scritta DIST) si permette l'arresto della sintonia automatica su tutte le stazioni udibili dal ricevitore. Pigiando il tasto di sinistra (con sopra scritto LOC) l'apparecchio si arresta solo sulle stazioni di una certa potenza.
Tutti i collegamenti elettrici si effettuano nella parte inferiore del ricevitore. L'innesto a jack terminale del cavo di antenna và introdotto nell'apposito bocchettone. Il cavo di alimentazione, provvisto di fusibile, và collegato alla spina n. 1 del ricevitore. Il cavetto di altoparlante bipolare alle spine n. 2 e 3 del ricevitore. Alla spina n. 4 và collegato il cavo di comando a distanza per la sintonia automatica. Il comando a distanza può essere effettuato sia a pedale che a mano. L'altro conduttore uscente da tale comando deve essere collegato al polo positivo dell'impianto.

1.3. - Tipo dei transistori, diodi e loro funzioni

Q_1 - Amplificatore RF tipo 0C170

Fig. 2 - Il VOXSON «Explorer» è il solo apparecchio oggi esistente interamente a transistori, che abbia riunite in sé sintonia a pulsanti e ricerca elettronica.
Qui vediamo la struttura interna dell'apparecchio. Sul fronte si notano i cinque pulsanti per la sintonia su stazioni predisposte, mentre a destra è visibile il corpo cilindrico del motore elettrico che provvede a muovere il comando di sintonia continua, arrestandosi quando incontra una stazione di adeguata potenza.
Si noti la struttura molto compatta dell'apparecchio e nella parte posteriore le alettature del radiatore che serve a disperdere il calore prodotto dal transistore finale.

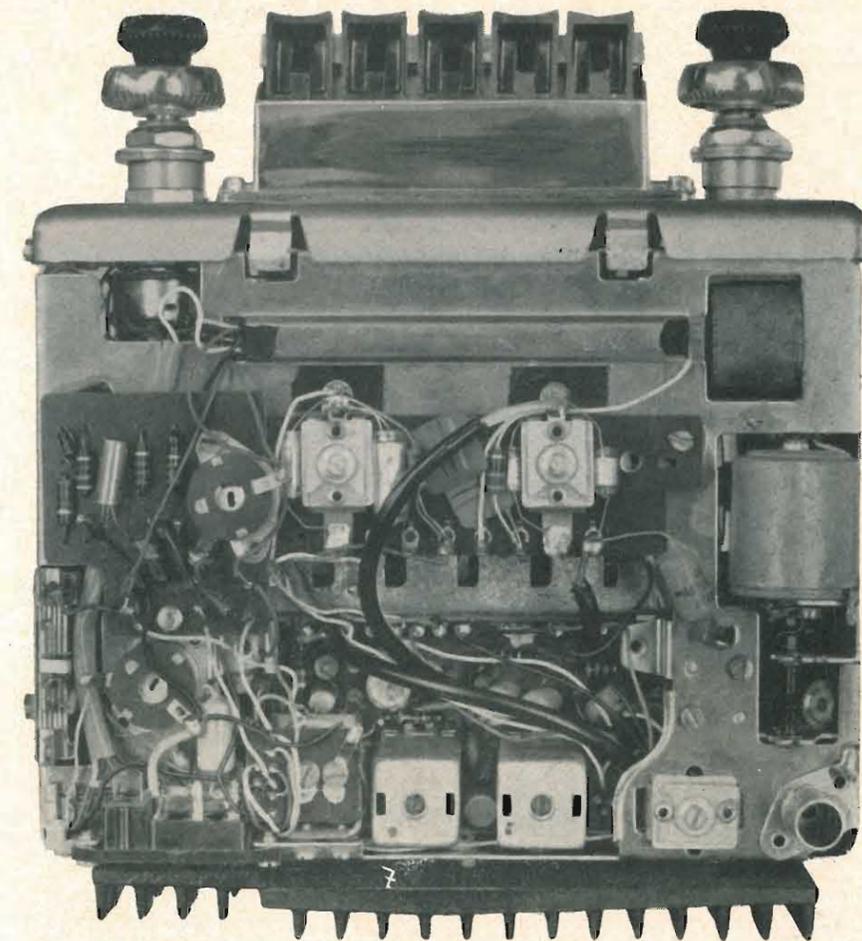



Fig. 3 - Il VOXSON « Explorer » è l'ultima e più originale novità nel campo delle autoradio: l'apparecchio funziona esclusivamente a transistori ed ha non soltanto la sintonia a pulsanti, ma anche la ricerca elettronica delle stazioni. Basta spingere dei tasti e l'Explorer » troverà da sola la stazione che si desidera ascoltare. L'operazione si può eseguire senza guardare l'apparecchio e senza distrarsi dalla guida.

Q_2 - Convertitore di frequenza tipo 0C170
Q_3 - Amplificatore MF tipo OC169
Q_6 - Preamplificatore BF tipo 0C75
Q_7 - Finale di potenza tipo 2N376
Q_4 - Amplificatore c.c. (per trigger) 0C71
Q_5 - Pilota relais (per trigger) 0C72
D_1 - Diodo limitatore tipo OA_{90} o equivalente
D_2 - Diodo CAG tipo 0A90 o equivalente
D_3 - Diodo rivelatore per sintonia automatica 0A79
D_4 - Diodo CAG tipo 0A90 o equivalente
D_5 - Diodo rivelatore tipo 0A79

2. - CARATTERISTICHE ELETTRICHE

I dati sotto riportati sono relativi a misure eseguite con tensione di alimentazione di 14 V.

2.1. - Sensibilità e rapporto segnale disturbo

Sensibilità:
a 550 kHz non inferiore a 6 μV;
a 1550 kHz non inferiore a 10 μV.
Sensibilità per rapporto S/D 20 dB a 100 kHz non inferiore a 20 μV. (Misure effettuate con portante modulata a 400 Hz al 20% per 0,5 W di uscita utilizzando un'antenna fittizia avente 20 pF in serie e 10 pF in parallelo collegata tramite cavo d'antenna della lunghezza di 100 cm e della capacità di 25 ÷ 30 pF/m).
Prima di iniziare le misure sintonizzare l'apparecchio sulla frequenza di 1550 kHz e tarare il circuito d'antenna agendo sulla vite di regolazione.

2.2. - Sensibilità minima di stop (a 1000 kHz)

Posizione distante (DIST.) 40 ÷ 80 μV;
posizione locale (LOC.) 300 ÷ 800 μV.

2.3. - Precisione di sintonia

A 1000 kHz con segnale 1,5 volte il segnale minimo di stop:
± 2 kHz

2.4. - Selettività

Sulla frequenza di 1000 kHz si ottiene un'attenuazione di:
1/10 con spostamento di frequenza compreso fra ± 5 e ± 8 kHz;
1/100 con spostamento di frequenza compreso fra ± 10 e ± 14 kHz;
1/1000 con spostamento di frequenza compreso fra ± 17 e ± 22 kHz;

2.5. - Reiezioni

Frequenza di lavoro:	1.550 kHz,	1.000 kHz,	550 kHz.
Reiezione alla media frequenza:	> 100 dB,	>100 dB,	>100 dB.
Reiezione alla frequenza immagine:	65 ÷ 75 dB,	70 ÷ 80 dB,	75 ÷ 85 dB.

2.6. - Controllo automatico di guadagno

Figura di merito superiore a 45 dB. (Riduzione in dB a partire da 5 mV segnale di ingresso modulato a 400 Hz al 30% per ottenere—10 dB in uscita; la posizione del potenziometro di volume deve essere regolata per metà della potenza massima).

2.7. - Potenza d'uscita

Non inferiore a 3 W al 10% di distorsione.

2.8. - Consumo

In condizioni di ascolto 0.8 ÷ 0,95 A; in condizioni di ricerca 1 ÷ 1,15 A.

3. AUTORADIO MODELLO 811 P EXPLORER SPECIAL

Il VOXSON Explorer Special modello 811P è un autoradio completamente a transistor, del tutto simile al corrispondente modello 811 a ricerca automatica delle stazioni, e che da esso si differenzia perchè fornito di un nuovo circuito di bassa frequenza e di push-pull in uscita capace di erogare più di 6 W indistorti. Le caratteristiche generali sono qui oltre riportate.

— Circuito supereterodina interamente a transistori, previsto per la ricezione della gamma Onde Medie estesa da 520 a 1600 kHz.
— Struttura elettronica realizzata con circuiti stampati che impiegano 9 transistori e 6 diodi al germanio.
— Speciale controllo automatico di sensibilità a doppio livello.
— Tre stadi preselettori di alta frequenza.
— Ricerca elettronica a duplice sensibilità.
— Sintonia a pulsanti su 5 stazioni predisponibili a volontà.
— Ridottissimo consumo di corrente (senza segnale 0,3 A a 12 V).
— Alimentazione a 12 V ed a 6V con speciale convertitore a transistori.
— Commutatore per l'inversione della polarità di alimentazione.
— Potenza di uscita indistorta superiore a 6 W.
— Uno o due altoparlanti con miscelatore.
— Ricerca elettronica manovrabile a distanza con comando a pulsante od a pedale.
— Dimensioni di ingrombro ridottissime. *A*

È ora disponibile, sotto forma di scatola di montaggio, un nuovo tester per misure su circuiti e su transistori. È presentato dalla EICO (ELECTRONIC INSTRUMENT CO., INC.).

Nuova Compagnia Thomson - General Electric

Le negoziazioni in corso da parecchi mesi fra la ditta americana GENERAL ELECTRIC e la COMPAGNIE FRANCAISE THOMSON HOUSTON, sono arrivate ad un accordo di principio, in vista della creazione di una società francese comune per l'industria dei semiconduttori.
La COMPAGNIE FRANCAISE THOMSON HOUSTON metterà a disposizione di questa nuova società i mezzi tecnici ed industriali che già dispone in questo campo, mentre la società americana GENERAL ELECTRIC le concederà il beneficio della licenza dei suoi brevetti.
Questa cooperazione si colloca nel quadro dello sviluppo normale del mercato mondiale dell'elettronica e particolarmente nelle prospettive della comunità europea. *(t. i.)*

Nuovo radio-telescopio per Jodrell Bank

Un nuovo radio-telescopio, dotato di riflettore radioparaboloidico di 15 metri, montato sull'asse polare sarà costruito alla stazione sperimentale di Jodrell Bank dell'Università di Manchester nell'Inghilterra Nord-Occidentale.
Il telescopio — il primo ad essere costruito a Jodrell Bank con un riflettore di 15 metri — verrà usato da Sir Bernard Lovell, professore di radio-astronomia all'Università di Manchester e dal suo personale, congiuntamente al gigantesco radio-telescopio con riflettore di 75 metri che, oltre alla ricerca astronomica, è stato usato per seguire il percorso dei satelliti americani e russi.
Jodrell Bank ha numerosi differenti tipi di telescopio e durante questi ultimi anni è divenuto un centro mondiale per la ricerca astronomica.
Un portavoce a Jodrell Bank ha dichiarato che il nuovo telescopio promuoverà un utile lavoro di ricerche. Si tratta di uno strumento ausiliario che verrà usato in nuovi programmi di ricerche riguardanti fonti radio non identificate in parti remote dell'universo. Si spera che il nuovo telescopio sia pronto per l'impiego entro i prossimi mesi. *(u.b.)*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Farfisa modelli 333/F e 236/F

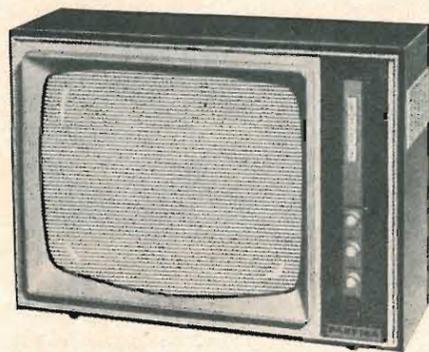



Fig. 1 - Il ricevitore di TV di costruzione della FARFISA S.p.A. I quattro comandi a pulsante disposti in alto a destra sono, dall'alto al basso, l'interruttore di rete, il comando di rilievo e gli inseritori, rispettivamente, dei gruppi VHF e UHF.

1. - GENERALITÀ

I ricevitori per televisione FARFISA mod. 333/F e 236/F sono costruiti dalla FARFISA S.p.A. con sede in Ancona. Si tratta di due tipi di televisori aventi lo stesso circuito, il primo adatto per tubo a 19" ed il secondo per tubo a 23". Le valvole usate sono 16, compreso il cinescopio, più 5 diodi al germanio ed 1 al silicio. L'alimentazione è del tipo universale, per tensioni comprese fra i 110 ed i 220 V. Il ricevitore è adatto anche per la ricezione del 2° canale disponendo di un selettore per UHF a 2 valvole incorporato. I comandi, in parte, avvengono tramite una tastiera automatica alla quale fanno capo l'interruttore, il commutatore UHF/VHF ed il dispositivo di rilievo per i film poco definiti. L'altoparlante, di tipo ellittico, è posto frontalmente la qualcosa permette di ottenere una migliore distribuzione del suono. Il mobile è ricoperto in poliesteri (fig. 1).

2. - VALVOLE

Gruppo UHF:PC86 amplificatrice radio frequenza; PC86 convertititrice oscillatrice; Gruppo VHF:EC97 amplificatrice radio frequenza; 6U8 convertitritrice oscillatrice; V_{101} = EF183 prima aplificatrice media frequenza video; V_{102} = EF80 seconda amplificatrice media frequenza video; V_{202} = EF80 amplificatrice limitatrice 5,5 MHz; D_{201}, D_{202} rivelatore a rapporto; V_{202} = = PCL82 preamplificatrice di bassa frequenza ed amplificatrice finale; V_{301} = PCL84 separatrice di sincronismi; V_{302} = ECC82 stabilizzatrice oscillatrice verticale; V_{501} = PL84 amplificatrice verticale; V_{401} = ECC82 = = amplificatrice cc, oscillatrice orizzontale; V_{502} = PL36 amplificatrice finale orizzontale; V_{503} = PY81 diodo smorzatore (damper); V_{504} = DY87 raddrizzatrice EAT.; V_{505} tubo a raggi catodici da 19" o 23" 110°.

Fig. 2 - Rivelatore a cristallo da usare nel controllo dell'allineamento del sintonizzatore UHF.

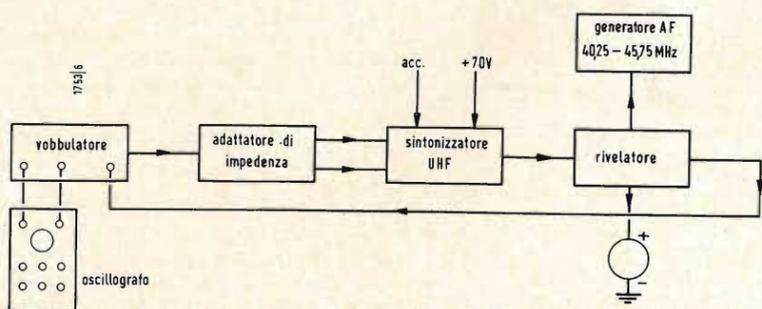



Fig. 3 - Disposizione dei vari strumenti consigliati per il controllo dell'allineamento del sintonizzatore UHF.

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

3. - ALIMENTAZIONE

Nella rubrica Archivio schemi, unitamente allo schema del ricevitore di TV FARFISA, nei modelli 333/F e 236/F, è riportato lo schema generale di alimentazione ad alta tensione e dei filamenti. Nello stesso è indicato il colore dei vari conduttori la qualcosa sarà senz'altro di valido aiuto al riparatore.

4. - MESSA A PUNTO

Per quanto concerne le operazioni di messa a punto e di un eventuale controllo dei vari circuiti, valgono le norme date più volte nel corso delle descrizioni di altri circuiti similari.

5. - CONTROLLO ALLINEAMENTO SINTONIZZATORE UHF

Tale sintonizzatore, naturalmente, è perfettamente allineato in fabbrica e quindi all'atto dell'installazione non necessita di alcun ritocco. Se nel tempo si renderà necessario eseguire l'allineamento di tale circuito occorrerà procedere come segue:

Innanzi tutto è indispensabile disporre dei seguenti strumenti: 1°) un vobbulatore adatto a coprire la gamma di frequenze compresa fra 470 e 900 MHz con una tensione di uscita minima di 0,5 V_{eff}, ed impedenza di uscita a 75 Ω. 2°) un generatore a radio frequenza con frequenze di lavoro su 40,25 MHz e 45,75 MHz ed una tensione di uscita minima di 0,5 V efficaci. 3°) Un adattatore di impedenza e trasformatore di adattamento tra l'uscita del vobulatore e l'ingresso del sintonizzatore UHF. 4°) Un rivelatore a cristallo realizzato come indicato in figura 2. 5°) Un milliamperometro da 10 mA fondo scala avente bassa resistenza interna, dell'ordine dei 30 Ω. 6°) Un oscillografo ad elevato guadagno verticale.

I vari strumenti che abbiamo indicato sopra dovranno essere disposti secondo lo schema di cui alla figura 3, dopo di che si controllerà che la corrente misurata dal milliamperometro sia compresa tra 0,75 e 4 mA e che la curva di risposta riprodotta sull'oscillografo sia contenuta, per tutta la gamma delle UHF, fra i limiti che sono indicati nelle figure 4 e 5.

6. - NOTE DI CARATTERE GENERALE SULLA TARATURA DELL'OSCILLATORE A RADIO FREQUENZA SENZA STRUMENTI

Fra le varie operazioni di ritocco nei vari circuiti di un televisore quella relativa all'oscillatore a radio frequenza è fra le più frequenti. Essa in genere deve essere eseguita qualora mettendo il televisore in condizione di ricezione di una data emittente, anche agendo sulla sintonia fine, non si riesca ad ottenere la condizione di un buon video unitamente ad un buon audio. Quando infatti il ricevitore è tarato in modo perfetto, l'oscillatore locale trasforma il segnale in arrivo a *RF* nella frequenza che corrisponde esattamente al valore di media frequenza. Questa condizione si può osservare in figura 6. Se per

contro la frequenza dell'oscillatore, a causa della variazione di valore dei suoi elementi, si è spostata, anche la suddetta condizione risulterà alterata. Nel caso X, sempre della figura 6, la portante del suono si viene a trovare in posizione di amplificazione nulla e quindi non viene udita mentre la componente video sarà troppo amplificata, la qualcosa darà luogo a distorsione. Nella posizione Z si riscontra il caso contrario e cioè il suono fortissimo e distorto, mentre l'immagine non apparirà sullo schermo.
Perciò, per riportare le due portanti nell'esatta posizione rispetto alla curva di amplificazione, è opportuno agire sulla frequenza dell'oscillatore, tramite l'apposito compensatore che quasi sempre è posto vicino al comando di sintonia fine, e che permette per l'appunto effettuare quei piccoli spostamenti di frequenza che sono necessari in simili casi.
Occorre tenere presente che la sintonia perfetta di un televisore si ottiene girando il comando di sintonia in senso antiorario fino a che sull'immagine compaiano delle barre orizzontali grigio scure che variano con il variare del suono. Raggiunta questa posizione si ruoterà leggermente la manopola in senso contrario fino a che dette barre scompaiano del tutto: in tal caso si sarà raggiunta la migliore posizione di ricezione audio-video.

A

Alla serie ben nota di strumenti la EICO aggiunge ora un voltmetro elettronico capace di misure fino a 1500 V c.c. e c.a. in cinque scale.
Il nuovo strumento, come al solito, può essere ottenuto sotto forma di scatola di montaggio oppure già cablato e controllato.

Boa luminosa di segnalazione ad energia atomica

Una boa luminosa di segnalazione alimentata da una batteria a radioisotopi è in funzione da alcune settimane nella Baia di Curtis, nei pressi del porto di Baltimore. Contrariamente alle batterie delle boe ordinarie a luce intermittente che debbono essere ricaricate ogni 12-24 mesi, la batteria nucleare adoperata nella nuova boa avrà una durata di almeno 10 anni. La batteria atomica trasforma senza posa mediante termocoppie, il calore emesso dalla disintegrazione spontanea dello stronzio-90 radioattivo in elettricità.
Il dispositivo, noto con la denominazione « Snap », è il quarto utilizzato in applicazioni pratiche negli Stati Uniti. Due « Snap » provvedono ad alimentare le radiotrasmittenti dei satelliti artificiali « Transit-IV-A » e IV-B, mentre un terzo dispositivo del genere rifornisce di corrente una stazione automatica meteorologica che è stata collocata recentemente nell'estremo nord, del Canada. È imminente l'impianto di una seconda stazione meteorologica nucleare nell'Antartide.
Nell'annunciare l'entrata in funzione della boa nucleare di segnalazione, la Commissione americana per l'Energia Atomica ha precisato che « la riuscita delle prove e la successiva adozione di generatori alimentati da isotopi da parte della Guardia Costiera potranno semplificare enormemente la manutenzione delle sue innumerevoli luci, fari boe e radiofari in zone remote ».
La batteria « Snap VII-A » da 60 W, impiegata nella boa luminosa, consentirà un'erogazione costante di energia. Una pesante schermatura della batteria atomica riduce praticamente a zero le radiazioni che filtrano all'esterno. *(u.s)*

Meteorologi di 30 Paesi studiano i dati dei satelliti

Accogliendo l'invito dell'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) e del Servizio Meteorologico degli Stati Uniti, gli scienziati di 30 Paesi, tra cui l'Italia, sono convenuti a Washington per un incontro sul piano di lavoro, in vista della crescente utilizzazione dei dati raccolti dai satelliti artificiali statunitensi nella preparazione dei bollettini meteorologici suotidiani.
Il convegno è stato appoggiato dall'Organizzazione Meteorologica Mondiale, dall'Unione Internazionale di Geodesia e Geofisica, dal Comitato per le Ricerche Spaziali, dall'Organizzazione Internazionale dell'Aviazione Civile, dall'Associazione Americana di Meteorologia e dall'Accademia Nazionale delle Scienze.
Le analisi delle fotografie meteorologiche dei satelliti americani vengono divulgate periodicamente e comunicate ai meteorologi di tutti i paesi, che se ne servono per preparare quotidianamente le carte e le previsioni del tempo, particolarmente al disopra degli specchi d'acqua oceanici.
Come è noto, gli Stati Uniti hanno lanciato tre satelliti meteorologici « Tiros », dei quali il terzo continua regolarmente a riprendere e trasmettere fotografie delle coltri di nubi lungo l'orbita. Appena elaborati e coordinati, i dati vengono comunicati ai Paesi interessati.
Al convegno di Washington, che è stato inaugurato dal direttore del NASA, James E. Werbb, hanno partecipato i rappresentanti di: Antille Olandesi, Argentina, Brasile, Canada, Cecoslovacchia, Cina Nazionale, Danimarca, El Salvador, Federazione delle Indie Occidentali, Finlandia, Francia, Gran Bretagna, Honduras, Iran, Irlanda, Islanda, Italia, Nuova Zelanda, Nigeria, Norvegia, Olanda, Pakistan, Polonia, Portogallo, Repubblica Araba Unita, Repubblica Federale Tedesca, Sud Africa, Sudan, Tailandia e Unione Sovietica. *(u.s.)*

Albania

Radio Tirana conferma su 7090 kHz (m. 42.31) dalla ore 23.35 alle 23.59 il programma inglese per l'Europa.
Tirana emette anche su 9700 kHz (m. 30.93) dalle ore 01.30-02.00 e su 6950 kHz (m. 43.17) dalle ore 23.30-24.00.

Andorra

« Radio Andorra Internazionale » opera ad onde corte su 6195 kHz (m. 48.43) in spagnolo, francese, inglese, tedesco. Rapporti di ricezione a: Post Box 1 - Principato di Andorra.

Angola

Una stazione raramente ascoltata è CR6RK « Radio Club Do Sul Angola ». Lobita su kHz 3603 che trasmette dalle 11.00 alle 13.00 e dalle 17.30 alle 22.00 giornalmente in portoghese. Il segnale di identificazione è un accordo di quattro note fatto da una chitarra dalla canzone « Maria de Fonte ».

Argentina

Radio Nazionale Argentina da Buenos Aires per il suo servizio interno ha sostituito la frequenza di 15345 kHz con 11730 kHz in aria dalle 12.00 alle 19.30 nei giorni feriali e 12.00-05.00 sabato e domenica. Altre stazioni che trasmettono in parallelo a Buenos Aires su 6060 kHz dalle 12.00 alle 05.00 e Mendoza su 6180 kHz dalle 14:00 alle 03.30.

Belgio

Radio Bruxelles trasmette correttamente in inglese alle seguenti ore: 21.15-21.50 su 17840, 15335, 15435 kHz per l'Africa; 01.00-02.00 eccetto lunedì e venerdì su 9705 e 11850 kHz per l'Africa, su 11805 kHz per il Nord America; alle 01.45-02.00 al martedì e venerdì per l'Africa e Nord America sulle stesse frequenze.

Bulgaria

Radio Sofia ha un programma inglese per il Nord America dalle ore 02.00-02.30 e 05.00-05.30 su 9700 kHz (m. 30.93). Giornalmente trasmette un concerto dalle 00.35 alle 01.00 su 9700 e 11850 kHz (m. 25.31).

Cina

La scheda programmi in lingua inglese da Radio Pechino è la seguente: 20.00-21.00 su metri 48.78, 48.31, 42.67, 42.16, 31.71, 30.61;21.30-22.30 su 48.78, 48.31, 42.37, 31.71, 30.61, 30.71 diretta all'Inghilterra ed Europa. Il programma diretto all'America: 02.00-04.00 su 40.11, 31.65. 30.17, 25.58, 25.12, 25.05,19.85; 04.00-06.00 su 40.82, 31.71, 30.66, 25.61, 25,38, 19.82, 19.66, 16.90. Il programma in lingua italiana viene trasmesso sempre alle ore 20.00-20.30 su metri 25.31, 42.49.

Congo

La scheda di Radio Brazzaville porta notizie in lingua inglese alle 06.15-09.30-11.00 -12.00-13.00-15.30 (feriali) 18.15-20-30-02.15. Gli orari di emissione sono i seguenti: 05.30-08.30 su 11725, 15445 (per Madagascar); 06.00-08.00 su 5979, 7105, 9730, (per Africa); 06.00-08.30 su 17720 (per Madagascar); 09.30-10.15 su 15445, 21500 (per Madagascar); 11.00-13.30 su 17720 (per Africa); 12.00-13.30 su 7105, 11710, 21500 (per Africa); 12.00-13.30 su 11970 (per Angola); 14.30-16.20 su 17720,21500 (Lontano Oriente); 17.00-19.25 su 9770, 5970, 7105, 11725, 21500 (Africa e Angola); 19.30-20.00 su 9770, 5970, 7105, 11725, 21500 (Africa); 20.00-23.50 su 5970, 7105, 9770, 11725, 15190 (Africa); 20.00-21.00 su 9730 (lontano Oriente);21.50-23.50 su 9730 (lontano Oriente); 23.15-01.15 su 9730 (lontano Oriente); 00.15-03.00 su 11725 (Nord America); 10.15- 11.45 su 7105, 11970, 15445, 21500 (domenica); 14.45-18.00 su 7105, 9770, 15445 (domenica); 15.00-17.45 su 17720, 21500.

Cuba

Radio Avana è in aria con un programma destinato alle Americhe: inglese: 04.00-05.30, 06.00-07.00 su 5990 kHz; francese: 05.30-06.00 su 5990 kHz. Per l'America Latina (in spagnolo): 22.00-07.00 su 5900, 6060, 9685, 11875 kHz. Per l'Europa (dal 13/XI/61) 19.00-21.45 su 15285 e 21630 kHz (19.00 inglese, 20.00 francese, 21.00 spagnolo). Rapporti di ricezione a Radio Havana - Post Office Box 7026 - Havana (Cuba).

Ecuador

La stazione HCJB « La Voce delle Ande » ha celebrato il 25 dicembre 1961 il suo 30° anniversario di fondazione. Infatti essa cominciò nel 1931 con un modestissimo trasmettitore da da 0,250 kW. Auguri.

Germania

Vi diamo una completa scheda dei programmi della « Deutsche Welle » da Colonia. Programma principale: 07.45-10.45 su 21650, 15275, 11795 kHz per Estremo Oriente; 10.45-13.45 su 15295, 17815 kHz per Giappone; 13.45-16.45 su 21705, 17875 kHz per Medio Oriente; 17.00-20.00 su 9735 e 11795 kHz per Siria, Palestina, Libano; 18.15-21.15 su 15275, 11715 kHz per l'Africa; 20.15-23.15 su 11925, 9605 kHz per Africa Occidentale; 23.30-02.30 su 11945, 9735 kHz per Sud America; 01.00-04.00 su 9640, 6100 kHz per Nord America Occidentale; su 02.45-05.45 su 9735 kHz e 6145 kHz per Nord America Centrale; 04.00-07.00 su 9640 e 6100 per Nord America Orientale. Secondo programma: 11.00-12.30 su 21650, 17845, 15405 kHz per Estremo Oriente; 09.00-10.30 su 15405, 17815 per Giappone; 14.45-16.15 su 17815, 15275 per Vicino Oriente; 16.30-18.30 su 17815, 15275 per Africa; 18.30- 20.00 su 15285, 11905 kHz per Africa Occidentale; 21.30-23.00 su 9735, 11795 kHz per Sud America; 23.15-00.45 su 6100, 9605 per Nord America Occidentale; 01.00-02.30 su 9605 e 6145 kHz per America Centrale; 06.00-07.30 su 9735 kHz e 6145 kHz per Nord America Occidentale.

Giappone

Ripetiamo che le trasmissioni in lingua italiana dal Giappone possono essere ascoltate tra quelle dirette all'Europa e precisamente, la prima: 08.30-09.30 su 17725, 15135, 21610 kHz e la seconda: 20.00-22.00 su 11800, 15135, 9675 kHz. Mentre per la prima non abbiamo notizie molto esatte, per la seconda abbiamo constatato che la emissione italiana avviene dopo i notiziari in russo, tedesco, francese, inglese ed è subito seguita da svedese e giapponese.

Irlanda

Vi sono rapporti molto discordanti circa questa nazione nei suoi collegamenti con le truppe dislocate nel Congo. Alcuni rapporti dicono 17,30-17.35, 17.45-18.00, 18.30-18.45 su 17845 kHz; altri dicono su 17800 kHz oppure 17544 kHz.
Comunque la verità è che non è Radio Eireann che emette ma « Irish Army », cioè è una emissione militare su 17544 kHz (m. 17.10) alle seguenti ore: 17.00-17.10, 17.30-17.40, 18.00-18.10, 18.30-18.40 e 18.55-19.00 Rapporti di ricezione possono essere indirizzati al Lt. Col. M. Pure c/o C. Barracks, Curragh Training Camp, Dublino (Eire).

Isole Ryukyu

La stazione della V. o A. da Okinawa dalla fine di dicembre trasmette come segue: su 6010 kHz dalle 14.00 alle 17.30; su 6075 kHz dalle 21.00 alle 00.30; su 7125 kHz dalle 10.00 alle 10.30; dalle 11.00 alle 17.30; su 7235 kHz dalle 10.00 alle 17.30

Jugoslavia

L'ultima scheda programmi in inglese da Radio Belgrado: su 15240, 11735, 9505 kHz dalle 16.30-17.00; 19.30-20.00 su 7200, 6100 kHz; 23.00-23.15 su 9505, 7200, 6100 kHz. Rapporti di ricezione a Post office Box 880, Belgrado.

Nuova Caledonia

Dal 1° dicembre Radio Noumea emette ad onde corte come segue: 20.00-21.00, 01.00-03.00, 08.00-10.00 su 3355 kHz. Al sabato il programma delle 01.00-03.00 inizia alle ore 22.00, mentre quello terminante alle 10.00 può protrarsi fino alle 12.00 Le emissioni sono in relais con la frequenza di 1400 kHz.

Spagna

« Radio Nazional de España » trasmette su 6130 kHz per il Marocco come segue: 11-15. 12.00 in spagnolo; 13.30-14.15 in spagnolo; 14.15-15.00 in francese; 15.00-15.45 in arabo; 18.10-19.15 in spagnolo; 19.15-20.00 in francese; 20.00-20.45 in arabo; 23.00-23.45 in spagnolo; 23.45-00.30 in francese; 00.30-01.15 in arabo.

Stati Uniti d'America

Spesso ci sono state richieste rettifiche alle notizie comunicate sulla V. o. A. (The Voice of America). Le notizie da noi fornite sono sempre esatte perchè provenienti da enti ufficiali, comunque, vi diamo qui l'elenco completo dei trasmettitori impiegati dalla V.o.A. in tutte le parti del mondo, tra parentesi indichiamo soltanto le frequenze delle stazioni fisse ad onda media: WLWO (Bethany, Ohio, 6 stazioni da 100 kW); WBOU (Bound Brook, New Jersey, 6 stazioni da 50 kW); WDSI (Brentwood, New York, 3 trasmettitori da 50 kW); WGEO (Schenectady, New York, 3 trasmettitori rispettivamente da 100, 50, 25 kW); WDSI (Wayne, New Jersey, 2 trasmettitori da 50 kW); KCBR (Delano, California, 5 trasmettitori: 1 da 200 kW, 2 da 100 kW, 2 da 50 kW); KNBH (Dixon, California, 5 trasmettitori, come KCBR). Oltre a questi trasmettitori in patria la V. o. A. dispone di trasmettitori a Monaco di Baviera, Germania, 1 da 1.000 kW (su 173 kHz), 1 da 300 kW (su 1196 kHz), 2 da 75 kW, 2 da 100 kW, 3 da 8 kW; Tangeri, Marocco: 4 da 100 kW, 4 da 35 kW, 2 da 50 kW; « Courier » dislocato nelle acque di Rodi (Grecia): 1 da 150 kW (su 1259 kHz), 2 da 35 kW; Salonicco (Grecia): 1 da 50 kW (su 791 kHz), 4 da 35 kW; Honolulu (Hawaii): 2 da 100 kW; Okinawa (Isole Ryukyu) 1 da 1.000 kW (su 1178 kW), 2 da 35 kW, 1 da 15 kW,1 da 3 kW, 1 da 100 kW; Malolos (Filippine): 3 da 50 kW, 1 da 7,5 kW; Poro (Filippine) 1 da 1.000 kW (su 1140 kHz), 1 da 35 kW, 1 da 3 kW, 1 da 15 kW, 2 da 100 kW. Oltre a ciò la V. o. A. dispone di 6 trasmettitori messi a sua disposizione dalla B.B.C. di Londra tutti da 50 kW e 4 trasmettitori dislocati a Ceylon (1 da 10 kW e 3 da 35 kW). *Micron*

dott. ing. Antonio Contoni

L'altoparlante «sandwich» della Casa inglese Leak*

Si determinano le caratteristiche fondamentali di un sistema acustico a due altoparlanti e le prove eseguite su di esso. Si discutono, infine, i risultati ottenuti, anche in confronto con altri tipi di altoparlanti.

UNA LIMITAZIONE che ha lungamente preoccupato il progettista di coni per altoparlanti è la formazione di zone vibranti indipendentemente le une dalle altre, nelle quali viene a suddividersi la superficie radiante del cono.

Per i novellini diremo che si tratta di un fenomeno risultante dalla flessibilità del cono e dal fatto che il suono si propaga con velocità finita nei mezzi materiali. La fig. 1 mostra un cono vibrante pilotato da una bobina fonica S. Il punto A del cono essendo solidale con la bobina si muove con essa. Il punto B è un poco più lontano ed il moto progressivo della bobina mobile non l'ha ancora raggiunto. Il punto C è ancora più lontano e si sposta anche esso, ma in senso opposto sotto l'azione del semiciclo precedente di vibrazione. Pertanto a questa particolare frequenza una metà del cono si muove in direzione opposta all'altra metà e l'uscita totale sarà minore della media.

Se la parte BC vibra assai meno intensamente della parte AB, a motivo della perdita di energia provocata dall'assorbimento in un cono molto floscio avente consistenza simile a quella della carta asciugante, allora l'uscita totale risulta leggermente ridotta e si riscontra un piccolo avallamento della curva di uscita rilevata sperimentalmente. Se d'altro canto la parte BC vibra con la stessa intensità della parte AB esterna che la circonda e non si verifica smorzamento, le due uscite dovute ad AB e a BC possono elidersi in pratica, perciò si riscontrerà sulla curva un profondo avvallamento. Per contro, il cono può risuonare così intensamente a questo modo, da provocare un incremento di uscita acustica, cioè un picco sulla curva. Questo è uno dei molti possibili modi di vibrazione, ciascuno dei quali genera irregolarità sulla curva rilevata di uscita acustica con conseguente colorazione anomala di tutti i suoni riprodotti dall'altoparlante.

1. - DIFFICOLTA PROVOCATE DALLA SUDDIVISIONE DEL CONO IN ZONE

Alle alte frequenze la suddivisione del cono in più aree di opposta vibrazione, produce molte piccole punte e molti *buchi* nella risposta. Alle basse frequenze il disturbo inerente (sufficientemente intenso per potersi rilevare) varia molto fortemente: la sua frequenza attuale dipende principalmente dalle dimensioni del cono e dalla rigidità del materiale che lo costituisce. Tale frefrequenza è ovviamente più bassa per grandi coni, generalmente contenuta in poche centinaia di hertz e rappresenta il limite superiore della parte realmente piana della sua curva di uscita. Si dispone oggi di molti mezzi per minimizzare questi picchi e avvallamenti e per spostarli verso frequenze più alte, ottenendosi un campo di frequenze utile più vasto. È difficile andare molto lontano. L'uso di coni più piccoli viene in soccorso, ma rende più difficile la riproduzione delle frequenze molto basse. Bisogna studiare sia il cono, sia la bobina mobile, in modo che possano raggiungere spostamenti molto ampi, oppure occorre un sistema di contenitore più elaborato, che consenta un miglioramento del carico acustico, o una tromba per bassi.

Coi coni di maggiori dimensioni un accurato studio della forma e del materiale ha portato a risultati molto interessanti ed accettabili fino a molte migliaia di hertz, diciamo con un cono di 30 cm, ma la curva non è *realmente piatta* sopra poche centinaia di hertz. Da qui l'usanza di impiegare nei nostri complessi maggiori di 3 o 4 altoparlanti, una frequenza di incrocio del woofer molto bassa.

La natura precisa delle forze che si esercitano durante la flessione del cono è molto complicata e comprende la curvatura, il taglio e la compressione longitudinale come si vede in fig. 2. La sezione L si è mossa, M segue il processo di flessione e N non si è ancora spostata. Lo sforzo di flessione è stato sempre il fattore più importante. Se fosse possibile trovare un materiale considerevolmente più resistente alla flessione e senza un notevole aumento di peso, si potrebbe estendere verso frequenze più alte, la parte veramente piatta della risposta. Nessun semplice materiale, tra quelli che si conoscono, presenta questi requisiti.

Fig. 1 - Cono vibrante mosso dalla bobina mobile.

2. - RIGIDITA DELLA STRUTTURA

La fig. 3 mostra la variazione della resistenza alla flessione per composizioni diverse del materiale. La barra (b) robusta è spessa il doppio di quella sottile (a) ed è 8 volte più rigida, ma pesa il doppio. La struttura composta (c) ha praticamente la stessa rigidità di quella (b), ma è molto più leggera.

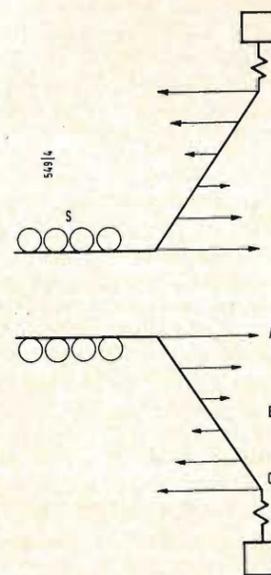
La struttura (d) porta la composizione della struttura al limite pratico e consiste in sottili fogli metallici con gli interspazi riempiti di materiale plastico rigido; questa struttura può essere almeno altrettanto rigida di quella (c), ma è molto più leggera. Alcuni lettori ricorderanno forse uno dei primi articoli in proposito pubblicato su « Wireless World » da M. D.A. Barlow, che è il progettista di queste unità altoparlanti. Questo tipo di struttura è usato nel progetto dei telai per aerei moderni, per i quali si è stati in grado di reperire l'opportuno plasticante e le modalità per farlo aderire alle lamine metalliche. Il cono della LEAK sfrutta proprio tale struttura, avente lo spessore di 9,5 mm, con lastre di alluminio; essa è approssimativamente 3.000 volte più resistente (alla flessione) di un cono di uguale massa. Notare che questa struttura non deve essere confusa con un aggregato di plastica nudo e formato in cassa d'anima (v. fig. 3e), che non risulta così rigida come (d), ma è sempre più resistente della carta.

Siccome gli sforzi che agiscono sopra un altoparlante non sono solamente dovuti alla semplice flessione, ma sono anche il taglio e la compressione, l'effettivo miglioramento della resistenza rispetto al cono di carta della stessa massa, viene stimato circa 200 volte, che rappresenta un miglioramento sostanziale. Ciò conduce a una curva realmente piatta fino a circa 1.200 Hz, ben sopra la frequenza di incrocio a 900 Hz.

3. - PARTICOLARI IMPORTANTI

Il resto del progetto è del tutto convenzionale, ma si è posta la necessaria attenzione a tutti quei piccoli e sottili accorgimenti che portano a un prodotto di prima classe.

Per es. il bordo del cono è stato studiato molto in particolare per permettere grande ampiezza di spostamento con un minimo di distorsione, un minimo di auto fruscio e un'opportuna connessione acustica al bordo del cono a sandwich. Un mobile rigido e completamente chiuso è stato usato, che fornisce le caratteristiche del baffle infinito, cioè una risposta molto piana, ammesso che la risonanza sia abbastanza bassa e correttamente smorzata.

Questo cono risuona a 60 Hz quando è montato in un mobile di circa 0,46 m^3 e molto smorzato. Il pannello sposteriore è bloccato posteriormente all'unità altoparlante per un'ulteriore incremento di rigidità. Le frequenze più alte sono fornite da un'unità con cono di carta da 76 mm e ad alto flusso, all'uopo realizzato nello stesso laboratorio. L'altoparlantino è montato sopra un pannello ricavato anteriormente recante il marchio decorativo di fabbrica ed è molto distanziato dal grande pannello frontale che porta l'unità del cono a sandwich. Grandissima considerazione è stata anche accordata alle caratteristiche elettriche dell'unità tweeter per acconsentire che l'amplificatore pilota fornisca la più intensa e in-

La sezione «alta fedeltà» è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich.

(*) Le informazioni contenute in questo articolo sono state gentilmente fornite dalla SIPREL di Milano, via F.lli Gabba 1/A, rappresentante per l'Italia della Casa inglese LEAK.

Fig. 2 - Deformazione del cono durante la vibrazione.

distorta uscita possibile alle alte frequenze.

La coppia di altoparlanti è fornita in mobile di noce (oppure in mogano) il cui semplice e terso aspetto piace sotto tutti i punti di vista. Le dimensioni sono 374 × 312 × 663 (altezza) mm; poichè 5 facce del mobile sono lavorate e lucidate, l'altoparlante può essere usato anche capovolto. Piedini in feltro di sostegno sono previsti e possono essere montati sulla faccia scelta come base.

Le connessioni sono ottenute per mezzo di zoccolo e bocchettone. Posteriormente al mobile sono posti due piedini di diversa misura e sono contrassegnati per la fase. Il costo è di 39 sterline e 18 scellini.

4. - FUNZIONALITÀ

Alle prove di ascolto l'impressione immediata che si ricevette fu la generale mancanza dello spettacolare, anche predisponendo il controllo di volume in modo da ottenere una resa leggermente più bassa tipica degli altoparlanti piccoli. Ciò significa che la risposta era piana e che le alte frequenze non venivano esaltate. Infatti l'immediata impressione era che la risposta alle alte frequenze fosse un poco inferiore rispetto a quella di vari altri impianti correnti. Un esame successivo mostrò che ciò non era vero in realtà, ma che la risposta era assai influenzata dall'arredamento della stanza. Sebbene dalla posizione di ascolto si potesse vedere ben chiaramente l'insieme delle facce frontali di entrambi gli altoparlanti, tuttavia quando le unità erano appoggiate sul pavimento, i loro tweeter si trovavano appena a circa 56 cm dal pavimento, e con la sorta di arredamento circostante in quell'ambiente, l'assorbimento delle alte frequenze era notevole.

Sopraelevando gli altoparlanti si ristabilì l'equilibrio fra acuti e bassi, ma naturalmente si ridussero un poco i bassi. Successivamente si portarono alcuni ritocchi all'arredamento allo scopo di ottenere una maggiore zona di ascolto, e si ricavò un più vasto spazio libero intorno ai radiatori e fra i due altoparlanti ed anche davanti ad essi, così che gli stessi divennero eccellenti, sebbene fossero di nuovo appoggiati al pavimento.

Una riprova più convincente l'avemmo in questa occasione ascoltando una registrazione stereo di un'esecuzione orchestrale molto recente, infatti avemmo un vero godimento sia come ascoltatori, sia come esecutori. A mo' di esperimento si misero in funzione altre coppie di altoparlanti: la risposta piana degli altoparlanti Leak vinse sempre.

Particolarmente sorprendenti furono la nitidezza dei bassi e l'assenza di sforzi, che talvolta offendono i timpani. Solo la gran cassa risultò un poco debole (30 ÷ 40 Hz), ma cio era in parte imputabile alla registrazione. Bastò un'accentuazione molto piccola dei bassi, che non era nemmeno necessaria ponendosi più accosto entro un angolo solido opportuno.

5. - LE ALTE FREQUENZE

Il taglio apparente delle alte frequenze venne successivamente esaminato e si trovò che indubbiamente molto di esso era dovuto alla risposta eccessivamente pianeggiante, il che venne confermato mediante prove con fruscio bianco.

La questione del bilanciamento della risposta alle alte frequenze rispetto all'intera gamma costituisce uno studio interessante; misure eseguite dicono che una notevole quantità dei nostri migliori altoparlanti cadono, nel migliore caso, in difetto, sopra 1 o 2 kHz. Il « controllo di presenza » entra in questo ambito, ma con esso la sopraelevazione delle alte frequenze è fornita dall'amplificatore, piuttosto che dagli altoparlanti.

È un rischio usare questo mezzo, perchè, lungi dal dire che esso sia decisamente dannoso, tende al esaltare il fruscio del nastro e i disturbi di superficie dei dischi grammofonici, anche se non vi sono risonanze nel campo da 2 a 10 kHz. È però fuori dubbio che queste alte frequenze leggermente accentuate, ammesso che siano esenti da forti risonanze e che il segnale del programma sia « nitido », sono bene accette ad una grande massa di ascoltatori.

Si vuole intendere gli ascoltatori « maturi », che hanno già superato lo stadio, in cui erano confusi e storditi dai loro primi incontri con l'alta fedeltà.

È probabilmente una reazione al fatto, che pure applicando nel miglior modo possibile le nostre tecniche moderne, ivi compresa la stereofonia, notiamo spesso delle deficienze del suono finale riprodotto, in confronto col suono originale. Cosa può fare a questo riguardo, tale extra sopraelevazione degli alti, che sembra rendere più chiara la riproduzione e spesso sembra efficiente?

Una piccola extra esaltazione è probabilmente giustificata, su basi puramente fisiche, per bilanciare perdite nel suono indiretto dovute all'assorbimento dell'arredamento con oggetti non riflettenti.

Ad ogni modo per coloro che desiderano un risultato « più brillante » con gli altoparlanti Leak, diciamo che si può benissimo usare la sopraelevazione degli acuti con sicurezza, perchè non si possono eccittare risonanze udibili.

La diffusione delle alte frequenze operata dal tweeter è notevomente ampia, così che se l'ascolto si effettua entro un angolo di 30° fuori dall'asse, si ha

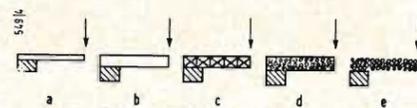



Fig. 3 - Resistenza alla flessione per strutture composte con materiali diversi.

Fig. 4 - Disposizione schematica dei due altoparlanti.

una perdita trascurabile degli acuti fino a 10 kHz.

L'audizione di una grande quantità di programmi radio non rivelò nessun grave male e in molti casi vecchi dischi vennero riesumati e ritornati in auge; inoltre la nitidezza del registro medio era sorprendente.

Dischi da lungo tempo non più riprodotti e ritenuti ferravecchi, conservano nondimeno tutta la loro propria ricca risonanza e le voci di tutti i generi sono riprodotte e sembrano quasi naturali con gli altoparlanti Leak.

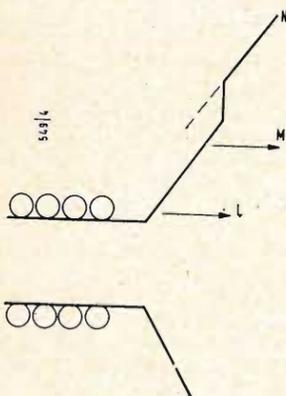
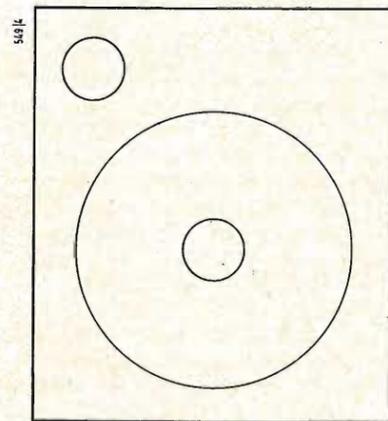
Già nel 1958 D. A. Barlow dimostrò che l'uso dei moderni materiali a base di polistirene permetteva di fabbricare strutture 60 volte più rigide di un cono di cellulosa di eguale massa; inoltre asserì che se i materiali fossero stati commercialmente disponibili, la rigidità di un cono con angolo 95° e di diametro di 20 cm costruito seconda la tecnica sandwich con sostanze fenoliche espanse e provvisto di uno strato di spessore 2/100 di mm di berillio, sarebbe stata 150.000 volte maggiore di quella della carta. Ciò suggerì una nuova soluzione a tutti i progettisti di altoparlanti per ottenere un diaframma che lavorasse come un pistone entro una gamma di molte ottave.

Il mobile misura 66 × 38 × 30 cm.

Sebbene le pareti del mobile siano fatte di legno con spessore di soli 9,5 mm, le risonanze normali del pannello sono ridotte ad una figura competente generalmente a materiali densi e dello spessore di circa 1 pollice, ricoprendo le superficie internamente con un materiale bituminoso molto denso spesso circa 13 mm. Si usano due unità altoparlanti: l'unità dei bassi avente il diametro nominale di 33 cm, e un tweeter di 7,5 cm. L'unità da 33 cm è montata sul davanti dello schermo acustico, l'unità da 7,5 cm è montata su un pannello asportabile; il sistema magnetico è contenuto in una solida cavità dello schermo acustico, eliminando così la modulazione propria del diaframma più piccolo e imputabile a variazioni di pressione sonora entro il contenitore. La composizione del mobile è un'indovinata combinazione di compensato impiallacciato di noce, rinforzato con solide barre di alluminio, e di un pannello frontale asportabile tenuto in posto da 4 pilastrini e da morsetti a molla. Il pannello è rivestito di materiale color neutro con un tessuto a maglia molto largo, che non influisce sulla trasmissione delle alte frequenze. Entrambe gli altoparlanti sono stati molto accuratamente progettati. L'unità dei bassi ha un cestello di alluminio fuso massivo, ed un magnete permanente circolare di circa 102 mm di diametro montato sopra una piastra frontale di spessore 3,1 mm. Il dispositivo di centraggio posteriore è connesso permanentemente al cestello di alluminio ed il centraggio della bobina fonica è ottenuto muovendo l'assieme del magnete relativamente al cestello. Il diaframma, di concezione così rivoluzionaria, consta di una membrana in polistirene espanso fuso a cellula chiusa dello spessore di 9,5 mm, recante uno zaffo emisferico al vertice. Entrambe le facce anteriore e posteriore sono rivestite di un sottile foglio di alluminio, la quale costruzione conferisce un eccezionale rapporto rigidità/massa e dà il nome « sandwich » all'unità Leak. Il ricoprimento è fatto con una specie di tela batista, materiale che lega completamente il davanti col di dietro del diaframma. Il dispositivo di centraggio posteriore ha molte corrugazioni e acusticamente trasparente e permette al cono di avere una eccezionale libertà di spostarsi fino a circa 13 mm. Con l'unità funzionante in aria libera senza alcuno schermo acustico, la bassa frequenza di risonanza misurata è risultata di 22 Hz, valore questo straordinariamente basso, dovuto alla sospensione molto libera, nonostante la leggerezza della massa.

L'unità tweeter è pure di notevole interesse tecnico; ha un sistema magnetico circolare massivo di 7,5 cm di diametro, con piastre terminali di acciaio. Il diaframma è contenuto in un cestello di alluminio fuso. Poichè il diaframma ha un angolo molto grande, il cestello è profondo solo 19 mm ed è previsto per essere montato dietro al pannello di spessore 9,5 mm. Così montato, la superficie del diaframma si equipara con la superficie dello schermo acustico. Per dare il massimo spazio possibile per i movimenti d'aria, il bordo circolare interno del cestello è scanalato. Il diaframma è di tipo a carta stampata con un rivestimento plasticato; presenta inoltre un coperchio centrale a duomo di protezione contro la polvere ed una bobina mobile di 25,4 mm recante posteriormente un centratore corrugato.

Viene impiegato un filtro di incrocio a mezza cellula con induttanze a nucleo in aria e condensatori elettrolitici di alta capacità per funzionamento in c.a.; la frequenza di incrocio è centrata su 1.200 Hz. I vari componenti sono montati sopra un pesante blocco di legno avente un foro centrale. Avvitato posteriormente al sistema magnetico del woofer vi è un gambo filettato di ottone passante attraverso il blocco di legno. Quando l'unità altoparlante è in posto il blocchetto funge da distaziatore fra il posteriore del magnete ed il pannello posteriore del contenitore.

Un perno con testa a vite mette poi il pannello posteriore in istato di sforzo e controlla la risonanza del pannello sfruttando l'azione pneumatica. I collegamenti elettrici all'unità sono fatti per mezzo di zoccolo e spinotti a due piedini non reversibili.

Un'idea delle proprietà funzionali dell'altoparlante può essere ricavata dalla caratteristica di impedenza. L'altoparlante LEAK « sandwich » ha l'impedenza nominale di 15 Ω; misure effettuate con un ponte di impedenza MUIRHEAD hanno messo in evidenza quanto sia piana la curva. Ciò è stato confermato da prove con un oscillatore R.C. MARCONI che alimentava il preamplificatore stereo LEAK « Varislope » e l'amplificatore di potenza « Stereo 20 ». In una prova si è usato un microfono a condensatore tarato A.K.G. ed un oscillografo a doppia traccia COSSOR; l'uscita osservata conservava la forma sinoidale nella gamma bassa fino a 35 Hz, l'ampiezza cadeva leggermente sotto i 50 Hz. Un leggero ritocco al controllo dei bassi del « Varislope » esaltava le frequenze bassissime, ottenendosi una caratteristica sostanzialmente piatta.

Dai 10 kHz in avanti l'uscita rimane ad un livello costante fino a 15 kHz, dopo di che si verifica un taglio, per quanto vi sia ancora un'uscita misurabile a 20 kHz.

Forse la prova del diavolo che uno può fare è di applicare all'altoparlante un segnale ad onda quadra; solo raramente si vedrebbe un oscillogramma, che rassomigli alla forma d'onda rettangolare.

Ci si domanda se non si assegni all'altoparlante un compito impossibile: ad un certo istante esso dovrebbe stare in riposo, poi verrebbe accelerato e portato in un tempo zero ad una nuova posizione, dove dovrebbe restare fisso finchè il ritorno a zero dell'onda riporti nuovamente il diaframma, sempre in un tempo nullo, alla sua posizione iniziale. È noto che un'onda quadra può essere risolta in una frequenza fondamentale e in una serie infinita di armoniche. Si è eseguita una prova con onda quadra tale che la sua 50esima armonica era compresa nel campo acustico del tweeter. Allora, con la frequenza fondamentale di 200 Hz, coi controlli di tono del «Varislope» disposti in corrispondenza della caratteristica piatta e col microfono A.K.G. collocato a 60 cm dal mobile, si è ottenuta sull'oscillografo una forma d'onda sorprendentemente vicina alla rettangolare. La pendenza dei fianchi non superava i 15° e la sommità piana cadeva solo di 10° circa. Un leggero taglio dei bassi e l'introduzione del filtro antirombo miglioravano la forma d'onda rettangolare e, ad eccezione di un altro altoparlante, questa era la forma di onda più rettangolare che si fosse mai vista. Ci si può chiedere se tale prova fornisca la giusta informazione circa le caratteristiche di musicalità del mobile acustico. La risposta è positiva: si! perchè essa indica l'eccellenza della risposta ai transitori, l'uniformità generale della risposta senza picchi violenti o avvallamenti, e la larghezza del campo di frequenza.

Si può dimostrare in qual modo un comune cono di carta vibri e non sia adatto a lavorare come un pistone. Ciò si può fare semplicemente applicando una frequenza variabile bassa all'altoparlante attraverso un amplificatore di potenza in modo da provocare un ampio moto del diaframma; si può applicare polvere di licopodio alla membrana ed osservare le aree di movimento zero, oppure usare una sorgente stroboscopica di luce. Si può usare un piccolo stroboscopio a mano della E.M.I. ELETTRONICA e regolare la sua velocità di illuminazione al valore di circa 1 Hz diversa da quella dell'oscillatore R.C. Si vede allora il diaframma vibrare all'esterno e all'interno con la velocità di 1 Hz; normalmente si riscontra che alcune parti del diaframma sono attualmente stazionarie, altre parti si muovono all'esterno, altre ancora all'interno, contemporaneamente.

Ovviamente quando l'area totale delle parti mobili verso l'esterno eguaglia quella delle parti mobili verso l'interno, il segnale irradiato tende a scomparire e si verifica un grave buco nella curva di risposta. Tale prova eseguita con l'altoparlante woofer LEAK in oggetto, dimostra tutta la conoscenza dei suoni del progettista. Da 20 a 200 Hz non vi è traccia di scostamento dal vero moto del pistone. Oltre 100 Hz circa è difficile disporre di sufficiente potenza per provocare forti escursioni nel diaframma. Il rendimento di qualsiasi sistema di altoparlanti impiegante un contenitore completamente chiuso è sempre minore di quello di un mobile di tipo reflex. Il rendimento generale è una cosa molto difficile da misurare.

Suonando alcuni degli ultimi dischi stereo DECCA o E.M.I. e ascoltando le trasmissioni dirette MF, si è avuto una gradevolissima impressione. Vi è un grado di delicatezza di riproduzione che è assente nella maggior parte degli altri tipi di contenitori di simili dimensioni. Il normale disturbo di fondo dovuto alla superficie del disco o al fruscio del nastro è sembrato allargarsi in un campo più vasto di frequenze, e pochè non vi sono picchi, diviene un sussurro non fastidioso. La parola può essere riprodotta senza alterazioni imputabili alla risonanza del mobile, senza quel rimbombo, che si sente tanto di frequente, ed è talvolta di qualità più naturale che si sia mai udita.

Dopo anni di costose ricerche Harold Leak viene ora ad introdurre un altoparlante che valorizzerà pienamente le altre apparecchiature LEAK.

Se uno possiede un impianto audio di buona qualità, sappia che il nuovo mobile con altoparlante « sandwich » è uno dei migliori complessi di altoparlanti che egli possa acquistare, e che può essere pienamente raccomandato.

A

Per gli amatori dell'alta fedeltà la JAMES B. LANSING SOUND presenta un nuovo tweeter capace di riprodurre tutte le audiofrequenze al di sopra dei 1200 Hz. Si tratta del modello LE20, con impedenza nominale di 8-16 Ω. Ulteriori notizie possono essere richieste alla AD. AURIEMA-EUROPE S.A. di Bruxelles, Belgio.

dott. ing. Americo Piazza

Matrici acustiche: base per nuovi sviluppi di altoparlanti*

Con l'uso delle matrici acustiche si può studiare e quindi operare sulla direttività di un altoparlante. Applicando il concetto delle matrici acustiche si può ottenere con un solo cassone un suono stereofonico insolitamente buono.

Fig. 1 - Modo ipotetico di ottenere un effetto stereofonico a mezzo d'onde piane irradianti dalle pareti opposte del locale.

RECENTEMENTE si sono avute molte notizie in merito alle matrici elettriche o particolarmente in relazione alla trasmissione stereo.

In questo articolo discuteremo delle matrici applicabili al campo acustico, qualche volta basandoci su concetti di similitudine; dobbiamo però subito richiamare l'attenzione sul fatto che in acustica i problemi sono ben diversi, anche dal punto di vista « impostazione ». Per le matrici elettriche le grandezze da matriciare sono scalari; tensioni o correnti completamente definite dalla ampiezza e polarità istantanee.

Una somma algebrica e un procedimento per differenza convertirà mediante questo processo i canali « sinistro » e « destro » in canali « mono » e « stereo » e viceversa.

A complicare le cose nelle matrici acustiche concorrono sia la propagazione, sia lo spazio, che in questo campo rappresentano due nuovi parametri da prendersi in considerazione. Non solo la grandezza scalare originale, convertita in onda acustica, richiede un « tempo » per raggiungere ogni punto specifico, tempo determinato dalla velocità di propagazione e dalla distanza; ma le stesse grandezze non rimangono scalari.

Un'onda acustica comporta componenti di pressione e di velocità, che non sono semplici duplicati della tensione e della corrente presenti nell'analogo caso elettrico. Mentre la pressione sonora istantanea in un punto è una grandezza scalare, la velocità delle particelle in un punto ha una direzione che può o « non può » coincidere con la direzione secondo cui l'onda si propaga.

1. - ONDE SFERICHE

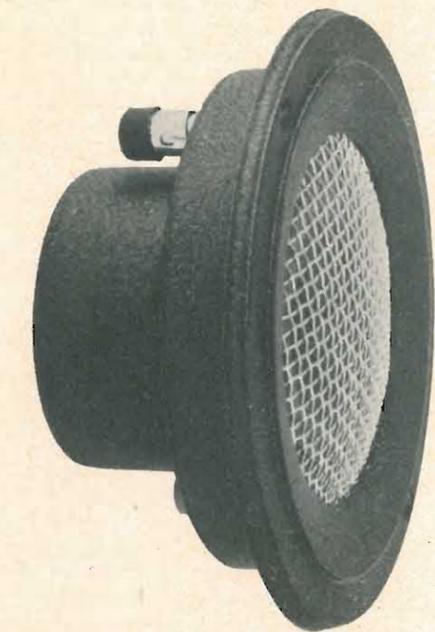
Ci sembra che finora la maggior parte delle persone alle prese con i problemi della riproduzione stereofonica abbia deliberatamente evitato qualsiasi uso delle matrici acustiche. Tali persone hanno utilizzato altoparlanti, la irradiazione dei quali è in modo predominante longitudinale e in modo relativo non-direzionale. Entro certi limiti un altoparlante con la parte posteriore « chiusa » (inclusi i bass-reflex, la parte posteriore dei quali può ritenersi per la maggior parte delle frequenze chiusa) irradiano onde di tipo sferico divergente. Due tali altoparlanti, collegati ad una sorgente stereo (sinistra e destra), irradieranno due serie di onde sferiche divergenti. L'illusione stereo, pur se ottenuta, è il risultato della differenza tra il modo in cui queste due serie di onde sferiche divergenti si combinano agli orecchi dell'ascoltatore.

Questo metodo presenta diversi svantaggi, causa di molte delusioni provate con la riproduzione stereo.

Non considerando dapprima l'effetto delle riflessioni, la pressione e la velocità dovute ad un'onda sferica decrescono proporzionalmente alla distanza dalla sorgente. Se rispetto a ciascun altoparlante l'ascoltatore si trova ad una distanza maggiore di quella esistente tra un altoparlante e l'altro, la differenza in intensità ricevuta da ciascun altoparlante non sarà troppo grande. A questo punto potremmo concludere che si otterrebbero gli stessi effetti — con un dato sistema — sia in un teatro, sia in un locale di soggiorno.

Ma ora dobbiamo prendere in considerazione l'effetto delle riflessioni.

In un auditorium le distanze sono tali che le onde dirette provenienti dagli altoparlanti raggiungono l'ascoltatore inizialmente un attimo prima di qualsiasi onda riverberante incidente e ciò con qualsivoglia allocazione dell'ascotatore stesso. Anche la differenza nella distanza percorsa dai due gruppi di onde è tale che l'onda diretta mantiene una differenza d'intensità sostanziale rispetto a quella delle onde riverberanti.

In un locale più piccolo, quale può esserlo un normale soggiorno, si ha una relazione diversa. Le distanze più corte

*) Rielaborato da: Norman H. Crowhurst, *Audio*, novembre 1960, n. 11, pag. 19.

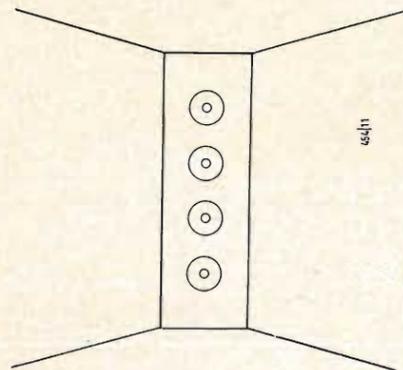



Fig. 2 - La disposizione verticale degli altoparlanti permette un'irradiazione cilindrica con un asse verticale.

servono ad « afferrare » le onde irradiate dagli altoparlanti in tutte le direzioni, rifletterle ancora verso il centro, cosicchè l'ascoltatore ode, in qualsiasi (quasi) posizione si trovi, il suono riflesso con breve ritardo di tempo o con poca perdita di intensità rispetto al suono diretto. Anche la differenza di intensità « relativa » tra le onde dirette provenienti da ciascun altoparlante è maggiormente notata dall'ascoltatore più che non in un grande auditorium.

Quest'ultima affermazione corrisponde al vero per due motivi. Per ottenere la separazione, gli altoparlanti debbono essere ulteriormente distanziati in rapporto alle maggiori dimensioni del locale. Conseguentemente una diversa allocazione può far variare la distanza da due altoparlanti.

Il secondo motivo è che l'irradiazione sferica riduce la sua intensità più rapidamente all'inizio con legge quadratica inversamente proporzionale. A distanze maggiori tanto la pressione che la velocità decrescono in proporzione inversa alla distanza. Per distanze più corte la componente della velocità decresce in proporzione inversa al quadrato della distanza. Pertanto nei locali piccoli l'alterazione degli effetti in rapporto alla posizione di ascolto può essere anche maggiore.

2. - ONDE PIANE

Alcuni hanno affermato che il modo ideale per ascoltare la riproduzione stereo è quello dell'ascolto in cuffia.

La cuffia trasmette le pressioni sonore a ciascun orecchio tramite il canale auricolare corto. L'illusione sarebbe migliore se il suono che proviene da ciascun altoparlante potesse essere trasmesso ad ogni orecchio senza perdita o « intermescolamento » con il suono proveniente dall'altro altoparlante o con gli effetti di riverberazione provocati dal locale.

Un'onda piana, al contrario di un'onda sferica, trasmette il suono con riduzione d'intensità virtualmente nulla.

Un modo ipotetico di utilizzare questa forma di irradiazione sarebbe quello di ottenere che le due intere pareti opposte irradiassero il suono ciascuna per ogni canale stereo (fig. 1). Se ognuna di queste pareti potesse anche essere resa tale da assorbire al cento per cento le onde provenienti dalla parte opposta, è probabile che ne risulterebbe un ottimo sistema stereo.

In pratica le superfici delle pareti danno luogo invece ad un grado elevato di riflessione, specialmente quando una onda le colpisce « in pieno ». Così, pur presupponendo di poter ridurre l'intera parete ad un grande trasduttore, probabilmente il fenomeno della riflessione annullerebbe il suo vantaggio apparente.

Fig. 3 - Disposizione di principio di altoparlanti impiegata in alcuni degli esperimenti di Lauridsen.

3. - ONDE CILINDRICHE

L'onda cilindrica sta, per così dire, precisamente nel mezzo tra l'onda sferica e l'onda piana. Cioè tale tipo di onda è piana sotto un aspetto e sferica sotto l'altro. Così un'onda che si propaghi da una sorgente a linea verticale, percorrerà una data distanza con solo la metà della riduzione di intensità (misurata in dB) pertinente ad un'onda sferica. Ciò rappresenterà, per le riproduzioni stereo in un locale d'ascolto dalle dimensioni normali, tre vantaggi.

Primo: in quasi tutte le posizioni l'intensità dell'onda diretta sarà maggiore in relazione alle componenti della riverberazione riflessa.

Secondo: sarà ridotta la differenza tra l'intensità proveniente dai due altoparlanti dovuta alle diverse posizioni d'ascolto.

Terzo: saranno in pratica eliminate le riflessioni provenienti dal pavimento e dal soffitto perchè le onde non si irradiano in quel senso. Quindi viene ad essere notevolmente incrementato il rapporto dell'intensità dell'onda diretta rispetto alla « confusione » riverberante.

Un modo per raggiungere questo effetto è quello di avvicinare la soregente di linea con una linea verticale di complessi altoparlanti su ciascun canale (fig. 2). Si raggiunge quasi un effetto simile, come nel Jim Lansing « Hartsfield », diffondendo il suono in senso orizzontale e restringendolo in senso verticale.

4. - ONDE TRASVERSALI

Ma da ciascun altoparlante si hanno essenzialmente irradiazioni di pressione o lungitudinali. Non abbiamo ancora introdotto il « piatto forte » di questo articolo. All'inizio abbiamo accennato che la velocità delle particelle in un punto può non coincidere con la direzione nella quale l'onda si propaga.

Quando due irradiazioni della stessa frequenza in arrivo da sorgenti ampiamente distanziate si combinano per intersezione, la velocità delle particelle è una risultante dovuta ad entrambe le onde. La sua grandezza e « direzione » varieranno con molta rapidità a seconda della allocazione e al di là di una semplice somma vettoriale (come fa la componente della pressione). Anche senza tener conto delle riflessioni, ciò può diventare un modello d'onda estremamente complicato alle diverse frequenze.

Il concetto delle matrici acustiche non utilizza lo stesso tipo di irradiazione longitudinale, ma controlla la direzione della velocità delle particelle non appena le onde lasciano l'altoparlante o gli altoparlanti. I primi esperimenti, con deliberata applicazione a questo

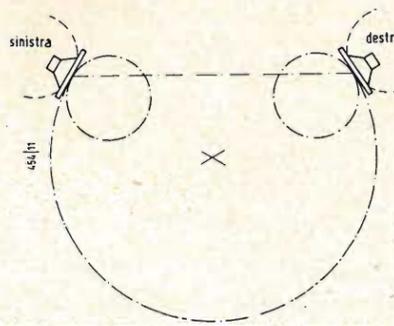



Fig. 4 - Disposizione relativa alla dimostrazione « isofonica » della CBS; le linee tratteggiate rappresentano i « modelli » polari dei singoli complessi isofonici; le linee a tratto e punto uniscono i punti nei quali l'intensità ricevuta dai due complessi è uguale quando essi irradiano potenza uguale.

Fig. 5 - Soltanto lungo l'asse ciascun complesso è libero dalle componenti trasversali.

Fig. 6 - Nel punto d'intersezione degli assi (Fig. 5) la pressione e la velocità (grandezza e direzione) della particella dipendono dalla fase relativa del segnale proveniente dai due complessi.

principio, furono quelli di Lauridsen, che ne fece uso non per la vera stereofonia, ma per una specie di pseudo stereofonia, ritardando il segnale diretto ad uno dei complessi. Lo stesso metodo è stato provato con riproduzioni stereo *M-S*; un complesso « periferico » irradia le componenti « stereo », mentre la parte « monofonica » viene da un radiatore di pressione convenzionale nella stessa posizione (fig. 3). Nell'esperimento del Lauridsen lo stesso audio era alimentato verso lo « stereo », ma con un ritardo di tempo.

Per riproduzioni stereo tipo *M-S* le onde trasversali propagate dal complesso periferico, che si comporta approssimativamente (su una gamma di frequenze limitata) come una sorgente sonora duplicata, si combinano con le onde longitudinali, provenienti dal complesso frontale, per controllare lo orientamento della velocità delle particelle in relazione alla direzione di propagazione in tutti i punti.

Alla testa dell'ascoltatore, e nella gamma delle medie frequenze, l'effetto di ostacolo utilizza il gradiente di pressione coincidente con la velocità delle particelle ad angolo obliquo per produrre una differenza di pressione ai suoi orecchi. Ciò genera ai rispettivi orecchi le componenti di pressione « sinistra » e « destra ».

Pur se buono, questo metodo ha anche delle limitazioni, altrimenti lo impiegherebbero ormai probabilmente tutti.

Quali siano le limitazioni lo si può vedere osservando le proprietà di una sorgente duplicata. .

1) La componente trasversale è più forte nella zona periferica, che nell'arrangiamento del Lauridsen diventa il centro frontale. Il movimento laterale riduce la grandezza della componente trasversale ricevuta dal complesso stereo;

2) L'intensità proveniente da un radiatore trasversale si attenua più rapidamente con la distanza di quanto accada con quella proveniente da un radiatore longitudinale. A brevi distanze dal radiatore la velocità trasversale è inversamente proporzionale al cubo della distanza. A distanza maggiore (normalmente le più usuali) essa è inversamente proporzionale al quadrato della distanza. Da un normale radiatore longitudinale con distribuzione sonora sferica, essa è, per distanze piccole, inversamente proporzionale al quadrato della distanza per diventare a distanze maggiori solo inversamente proporzionale alla distanza. Quindi, a prescindere dalla lunghezza d'onda e dalla distanza, la propagazione trasversale riduce la sua intensità con un rapporto più spinto di quello delle componenti longitudinali.

Ciò significa che l'esatta illusione stereo è ottenibile soltanto su una area relativamente piccola nella parte che contiene il fronte del sistema di altoparlanti. Se ci si avvicina troppo, la componente trasversale sarà troppo forte (il che può dare effetti di separazione accentuati!). Se ci si avvicina troppo, la separazione diminuirà; cosa che si verificherà anche portandoci ai lati.

5. - ESTENSIONE DEL COMANDO

Un metodo per superare tale limitazione è quello di impiegare altoparlanti separati che non fanno altro che utilizzare l'effetto semplice della radiazione trasversale. I laboratori della CBS svilupparono e provarono il primo sistema sperimentale relativo a questo metodo. Dato che esisteva la separazione spaziale, anzichè fare uso dei canali « mono » e « stereo », tale sistema impiegò i canali « sinistro » e « destro » (fig. 4).

La maggior area d'ascolto non era sui bordi dell'uno o dell'altro altoparlante, laddove la radiazione trasversale è predominante. Si fece però uso delle caratteristiche di questo tipo di radiatore. Di ciascun complesso, in effetti un sistema « duplicato », si impiegò soltanto il lobo frontale del modello a « figura di 8 ».

Nella presentazione verbale la spiegazione tecnica si basò sulla intensità relativa proveniente dai due complessi, comandata dai modelli « a 8 ». Ma nel punto dove s'intersecano le loro linee di semplice radiazione longitudinale può esserci soltanto una semplice combinazione d'intensità (fig. 5).

A tale punto sia la velocità risultante, sia la pressione sono somandate dalla relazione di fase esistente tra la radiazione che proviene dai due complessi (fig. 6). In altri punti è inevitabilmente presente anche una certa quantità di radiazione trasversale ed è di indubbio ausilio al gradiente dell'intensità creare ai due orecchi la differenza necessaria.

La presenza del lobo posteriore della caratteristica « a 8 » rappresenta una limitazione pratica ad un tale sistema impiegante sorgenti reali duplicate. Se il complesso è sistemato del tutto vicino ad una parete, nasce la riflessione e complica il tipo di radiazione fino ad invalidarlo.

I tecnici della HEATH, che sotto licenza della CBS svilupparono un sistema similare (per uso dei costruttori Kit), riuscirono a controllare la radiazione di ritorno facendola « evadere » attraverso fessure praticate ai lati del complesso e rivolte in avanti (fig. 7). Questo si basa sul principio escogitato dalla CBS, senza la limitazione circa l'allocamento dell'altoparlante.

La sua radiazione frontale è alquanto più direzionale di quella del sistema a duplicazione semplice (fig. 8). Esso limita probabilmente l'area d'impiego in proporzione simile, ma non tanto quan-

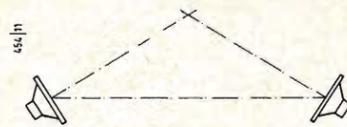
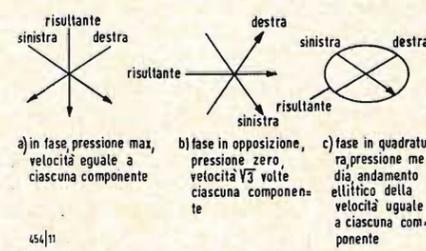



Fig. 7 - Sezione traversale di uno dei complessi « satelliti » HEATH che mostra come si modifica fisicamente l'« isofonico » base della CBS.

Fig. 8 - Caratteristiche direzionali ottenute dal complesso di Fig. 7 (secondo i dati forniti dalla HEATH).

to lo limiterebbe il metodo CBS con l'allocamento errato dei complessi per riflettere il lobo posteriore.

6. - RADIAZIONE CILINDRICA COMPLESSA

Un'altra variazione di questo studio fu realizzata dal Crowhurst in un altoparlante « base » di bassissimo costo, chiamato « colonna sonora » (fig. 9). Impiega matrici acustiche, sebbene sia adattato per essere collegato ad amplificatori di tipo convenzionale « sinistro » e « destro ».

Per le componenti monofoniche nei canali sinistro e destro gli altoparlanti rivolti in tutte e tre le direzioni, in avanti, a sinistra e a destra, lavorano all'unisono. Per le componenti « stereo » (in cui sinistro e destro sono in opposizione di fase) non vi è emissione di suono dai complessi frontali e l'aria interna si comporta come un accoppiatore fluido tra le parti posteriori dei complessi sinistro e destro, cosicchè la loro operazione combinata è essenzialmente quella che si ha nel complesso originale « periferico » del Lauridsen.

Con l'impiego di quattro complessi verticalmente in linea per ciascun gruppo si ottiene una radiazione approssimativamente cilindrica. Ciò riduce il rapporto secondo cui tanto le onde longitudinali, quanto quelle trasversali diminuiscono l'ampiezza con la distanza. A motivo della lunghezza della sorgente composita, la riduzione rapida iniziale non si presenta affatto.

Gli ascoltatori curiosi, che pongono i loro orecchi vicini ai complessi singoli per scoprire « come funziona », hanno l'illusione durante l'ascolto che ciascun complesso non funzioni in modo apprezzabile: tutto il suono deve venire da qualche altro posto. Così l'effetto viene convalidato dalla troppa vicinanza alla sorgente.

A distanze maggiori un'onda cilindrica (alla quale questo sistema ora si avvicina) riduce la propria ampiezza longitudinale in rapporto inverso alla radice quadrata della distanza, mentre la componente trasversale si riduce nel rapporto inverso della potenza $1 \div 1{,}5$ della distanza (fig. 10). L'effetto subirà ancora una variazione con la posizione di ascolto. La velocità trasversale riduce sempre la potenza di un complesso « più rapidamente » di quanto lo faccia la componente longitudinale, in quanto non è accompagnata dalla solita caduta di pressione.

Ma il fatto che entrambi seguono un ordine di potenza inferiore e la restrizione ad una radiazione orizzontale, fanno sì che si migliori il rapporto tra le onde sonore controllate e le riflessioni non desiderate e responsabili degli effetti di « confusione acustica ».

Per tutte le frequenze di centro banda si presenterà l'azione pronta dell'aria come un fluido d'accoppiamento (opposizione di fase) per i componenti stereo.

Al di sopra di questa banda, dove la distanza tra le parti posteriori dei complessi diventa comparabile con la lunghezza d'onda, le tre serie di complessi cominceranno a comportarsi più o meno indipendentemente, funzionando come gruppi sinistro, destro e centro composito.

Notare che questo studio fa ricorso ad una tecnica che è l'opposto di quella di altri sistemi, che pongono due radiatori stereo in un « cassone » e cercano con vari mezzi di riflettere verso l'esterno il suono « sinistro » e « destro ».

Parte cioè dalla integrazione stretta in un'area orizzontale, mentre gli altri sistemi tentano di « espellere » il loro suono al di là dei loro confini fisici.

In questo studio gli effetti della riflessione vengono evitati anzichè essere utilizzati.

Al di sopra della gamma media insorge in modo particolare una matrice acustica, che produce una radiazione simile a quella che si ricava dall'adattamento del Lauridsen nelle sorgenti mono e stereo. Tuttavia la disposizione a linea verticale produce un tipo di radiazione cilindrica e la matrice acustica impedisce qualsiasi mancanza di integrazione dovuta allo spostamento verticale tra i radiatori mono e stereo.

Un segnale che abbia origine interamente dal canale « sinistro » avrà i complessi sinistro e destro che funzionano in opposizione di fase, cioè nella medesima direzione nello spazio, e quelli di sinistra saranno in fase con quelli frontali. Così l'onda sonora risultante viene irradiata verso la sinistra dell'area di ascolto (fig. 11). Similmente il suono proveniente da qualsiasi altra posizione originale verrà irradiato in una direzione risultante corrispondente.

7. - EFFETTI MICROFONICI

L'ultima affermazione è quasi del tutto corrispondente al vero se il programma viene ripreso con microfoni o con la tecnica *M-S* o con quella stereosonica o con microfoni incorporati utilizzanti il mescolamento elettrico per ottenere gli effetti di « posizione » desiderati.

Ma ciò non significa che non si possa ottenere un effetto soddisfacente se il programma viene ripreso con un metodo che introduce sia differenze di tempo, sia differenze di intensità tra i singoli componenti del programma nei due canali (sinistro e destro).

Gli esperimenti hanno dimostrato che i locali di ascolto più piccoli, tipici nel maggior numero delle case di abitazione, raggiungono l'effetto stereo più naturale « in un dato programma » quando gli altoparlanti vengono siste-

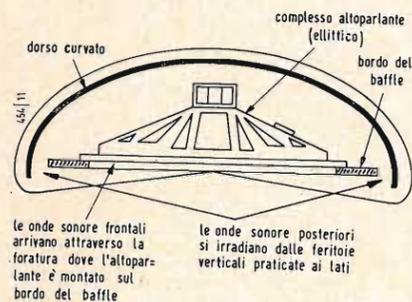
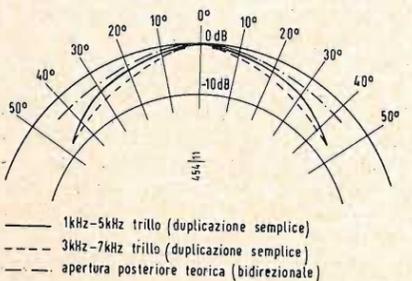
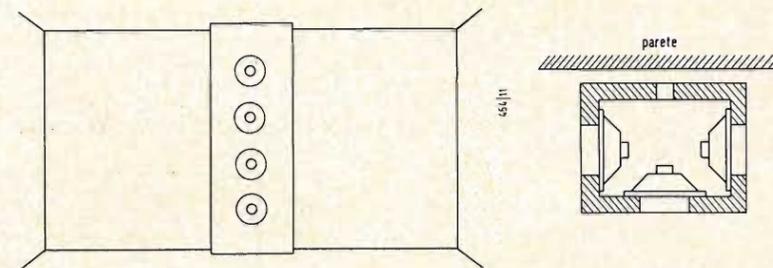



Fig. 9 - La colonna sonora: (*a*) allocamento nel locale; (*b*) sezione trasversale mostrante la posizione dei gruppi di altoparlanti.

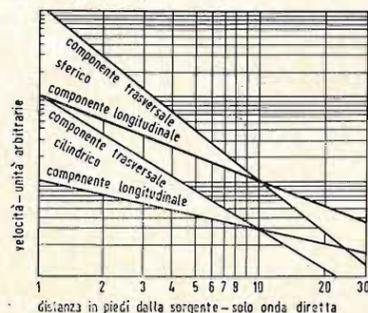



Fig. 10 - Variazione delle componenti della velocità con la distanza, nel caso dell'irradiazione cilindrica o sferica. Non viene mostrata per distanze molto brevi l'aumentata entità della variazione.

Fig. 11 - Moto relativo dei coni dei complessi quando si applichi un segnale che arrivi solo dal canale « sinistro ». Nessuna emissione dal « destro ».

mati molto vicini e utilizzano la direzionalità per ottenere la separazione del canale acustico. Nel caso estremo, dove la differenza del tempo tra i canali è tale che il suono istantaneo in ciascuno di essi è virtualmente non in relazione con l'altro, il metodo delle matrici può essere considerato come proiezione di ciascun canale (sinistro e destro) all'angolo estremo della propria area di controllo.

Di conseguenza anche il programma che sia stato ripreso con una tecnica microfonica non adatta al meglio per la riproduzione in locali d'ascolto più piccoli, può essere riprodotto altrettanto bene da un sistema a matrici acustiche che da altoparlanti sinistro e destro completamente separati.

È forse meglio chiarire un'altra cosa. Uno dei sistemi multiplex proposti, al quale abbiamo fatto allusione nel paragrafo iniziale, è stato riferito al termine « matrice acustica » pur con caratteristiche non compatibili con quelle che abbiamo impiegato. Il sistema in questione proponeva di sostituire un mescolamento incrociato, consistente in qualcosa come 2 *S-D* per il « sinistro » e 2 *D-S* per il « destro », come canali trasmessi. È stato suggerito che « la matrice acustica » avrebbe concellato la parte *S-D* del « sinistro » con la parte *D-S* del « destro » lasciando puri *D* e *S* che gli orecchi dovrebbero tradurre in un effetto stereo.

È del tutto evidente che questo uso del termine non ha alcun riferimento all'impiego degli effetti acustici quali discussi in questo articolo; lo stesso suggerimento contiene poi un grave errore.

Se si afferma che una componente fuori fase (le parti *S-D* e *D-S*) « si cancellerebbe » acusticamente, allora « qualsiasi » differenza tra un canale e l'altro uscirebbe parimenti « dalla media ».

La stereofonia diventa impossibile. Ma è la « mancanza » di tale cancellamento anche quando come nei sistemi a colonna le sorgenti sono molto ravvicinate, che rende possibile la matrice acustica. Così tale uso del termine non è solo incompatibile, ma è in contraddizione con la realtà.

8. - CONCLUSIONI

Si è suggerito che una maggiore attenzione negli adattamenti che impiegano la vera matrice acustica potrà forse permettere sistemi di altoparlanti più efficaci nell'ascolto stereo domestico di quanto si siano sinora prodotti. Essi oltre a fornire un realismo di maggior consistenza, del quale la stereofonia a due canali è capace, non hanno bisogno delle due allocazioni separate, solitamente raccomandate per una distanza ideale che va da 2 a 2,5 m circa. In tal modo questo studio renderà la stereofonia molto più accettabile anche nella stanza di soggiorno di dimensioni medie. *A*

* * *

Migliorate le radiocomunicazioni mobili con una innovazione tecnologica.

Un nuovo sistema chiamato RASER (Range and Sensitivity Extened Resonator = circuito risonante potenziatore di portata e sensibilità) messo a punto dalla GENERAL ELECTRIC dopo anni di ricerche, migliora fin del 43 % la distanza sinora coperta dagli apparecchi radio ricetrasmittenti a transistori e per la prima volta ne aumenta la sensibilità al di sopra di quella dei radioricevitori a valvole, soddisfacendo in tal modo le richieste dell'industria tese ad ottenere le migliori prestazioni degli apparecchi a valvole, combinate con il minor consumo delle batterie, con il formato ridotto e con la lunga durata degli apparecchi a transistori.

Il RASER conferisce agli apparecchi una sensibilità sinora mai raggiunta, superiore agli 0,5 microvolt, rispetto ai comuni ricevitori a transistori. In tal modo si ottiene un miglioramento di fin 6 decibel ed è possibile captare segnali deboli, trasmessi da grandi distanze, nonchè decifrare messaggi di zone marginali precedentemente inintelleggibili.

Il circuito risonante RASER si compone di un filtro miniatura a cavità a sezione triplice e di un amplificatore a transistori posto nella parte anteriore di un ricevitore, anche esso completamente transistorizzato, per aumentarne la selettività, fatto questo che, riducendo notevolmente le interferenze da intermodulazione, si tradurrà in un notevole beneficio per gli utenti della radio nelle grandi città. *(i.g.e.)*

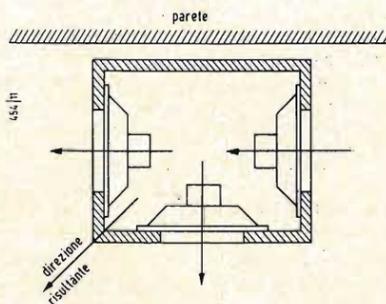
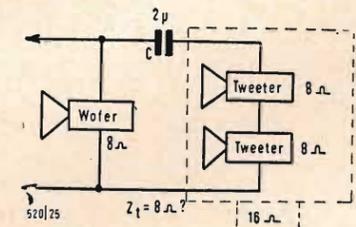



Fig. 1/0291

0291 – *C. Frezzini – Roma.*

D. Sto realizzando un complesso stereofonico, dispongo di 6 altoparlanti (4 tweeter e 2 woofer) e vorrei dislocarli in due mobili « bass-reflex »; ora desidererei alcuni chiarimenti concernenti i collegamenti di detti altoparlanti.

1) Inserendo in serie ad una linea di altoparlanti in parallelo un condensatore di adeguate capacità, l'impedenza totale risultante è quella ottenuta considerando anche il valore della capacità, oppure è quella presentata dal primo altoparlante? Mi spiego con un esempio (fig. 1/0291).

2) Potreste consigliarmi, inoltre, un circuito « crossover » per detti altoparlanti?

R. L'impedenza risultante dalla combinazione proposta dipende dalla frequenza. Coi suoi dati, a $C = 2\ \mu F$ corrisponde la frequenza di incrocio di circa 5.000 Hz, per la quale la reattanza di C è uguale alla resistenza dei due tweeter, ossia a 16 Ω. Allora l'impedenza di C in serie sui due tweeter vale $16\sqrt{2} = 22,6\ \Omega$.

Questa impedenza è in parallelo con la resistenza 8 Ω del woofer, quindi l'impedenza totale risultante dal parallelo del woofer col ramo C più i 2 tweeter, vale

$$Z = \frac{8 \cdot 22,6}{8 + 22,6} = 5,9;$$

questa è l'impedenza presentata al trasformatore di uscita per la frequenza di incrocio di 5.000 Hz.

Se la frequenza è minore di 5.000 Hz la reattanza di C aumenta; alle bassissime frequenze essa rende altissima (praticamente infinita) la impedenza del ramo contenente i due tweeter, in conseguenza la impedenza totale è quella massima e eguale a $C = 8\ \Omega$ del woofer.

Se la frequenza è maggiore di 5.000 Hz, la reattanza di C diminuisce fino ad annullarsi per frequenze altissime; al limite dunque la impedenza del ramo derivato si riduce a 16 Ω, che in parallelo agli 8 Ω del woofer dà l'impedenza totale

$$Z = \frac{16 \cdot 8}{16 + 8} = 5,33\ \Omega.$$

Fig. 2/0291

In generale però il filtro è completato da un'induttanza L in serie al woofer di valore tale che per la frequenza di incrocio la sua reattanza sia uguale alla resistenza del woofer, ossia a 8 Ω. Se il trasformatore di uscita ha le prese a 8 e a 16 Ω, lo schema del filtro è quello dell'allegata fig. 2.

Se si desidera un'attenuazione di 12 dB/ottava, cioè un taglio più ripido, conviene attenersi allo schema dell'allegata fig. 3.

(*a. f.*)

Fig. 3/0291

0292 – *Mabrito – Castellamonte (To)*

D. Sono in possesso di un T. U. della Stancor e precisamente del modello A-3802 di cui qui di seguito vi dò le caratteristiche che sono scritte sulla sua scatola:

Audio output transfomer A-3802

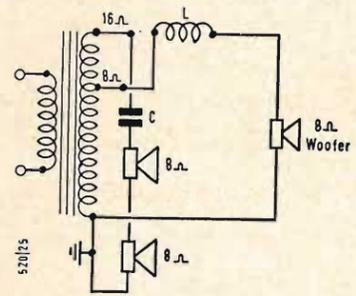
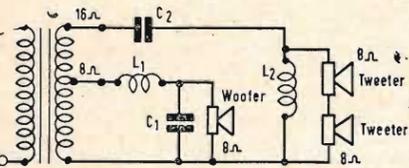
Vertical semi-shielded with leads out bottom

P.P. 3.800/3.300 Ω Plates to 500/250/8/4 Ω

Maximum Audio Power: 75 W

Maximum Primary D.C.: 250 mA.

Dispongo pure di un trasformatore di alimentazione con secondario A.T. 425 + 425 V - 200 μA secondario B'T' 5 V - 3 A e 6,3 V - 4 A.

Siccome mi sarebbe indispensabile disporre di un amplificatore B.F. della potenza di almeno 30 (trenta) W e non essendo riuscito a trovare lo schema consigliato dalla Stancor per questo suo T. U. ho pensato di ricorrere a Voi.

Mio desiderio sarebbe quello di entrare in possesso dello schema e dei valori consigliati dalla sopracitata Stancor per detto T.U., ma nel caso non riusciate a procurarmelo nemmeno Voi, avrei pensato di eseguire il montaggio dell'amplificatore Mullard 520 AF descritto su *alta fedeltà*, settembre 1960, n. 9.; in tal caso Vi sarei estremamente grato se voleste indicarmi le necessarie modifiche da apportare allo stadio finale e al circuito di controreazione per poter adattare il T.U. in mio possesso.

R. Ci siamo dati da fare per reperire lo schema dell'amplificatore adatto al T.U. Stancor A-3802.

Purtroppo però non ci è stato possibile venirne in possesso. L'amplificatore Mullard 520AF (*alta fedeltà*, settembre 1960, n. 9, pag. 270, fig. 1) è certamente molto vicino a quello introvabile. Le modifiche da apportare sono molto semplici: basta collegare alla presa 4 Ω del secondario un altoparlante con bobina mobile di 7 Ω di impedenza (ad es.: il tipo 9710M Philips); così facendo il carico riportato al primario risulta di 6.600 Ω richiesti dal push-pull di EL34.

Il carico dello stadio finale resta in tal modo adattato. Rimane il dubbio che la impedenza propria del primario del T.U. Stancor sia un poco scarsa, il che porterebbe ad una perdita di bassi. D'altra parte, essendo la potenza di 75 W, il T.U. in oggetto deve essere sovrabbondantemente dimensionato, per cui tale preoccupazione non dovrebbe esistere.

Per la controreazione basta sostituire la R_{19} da 18 kΩ, con una resistenza da 24 kΩ, 1 W (oppure 22 kΩ, 1 W, per adottare un valore normalizzato); detta resistenza deve essere connessa alla presa 8 Ω del secondario.

Il suo trasformatore di alimentazione risulta scarso per la corrente (200 mA invece di 250 mA), tuttavia presentando la tensione $2 \times 425\ V_{eff}$ invece di $2 \times 400\ V_{eff}$, la caduta di tensione dovrebbe essere compensata; il suo trasformatore riscalderà sensibilmente se si rimarrà a lungo in servizio. Gli avvolgimenti di accensione vanno bene.

(*a.f.*)

0293 – *V. Rainis – Milano.*

D. Vi sarei grato se poteste indicarmi unbuon complesso Hi-Fi stereo U.S.A. che possa riprodurre, il meno distorto possibile, da dieci a 30.000 Hz.

Il complesso lo preferirei a parti staccate, cioè, per meglio spiegarmi, preamplificatore separato, amplificatore, due gruppi altoparlanti, (sul tipo AR2A della Acoustic Research Inc., che, dalla fotografia, mi sembrano poco ingombranti; o meglio due soli altoparlanti col tweeter nel cono del woofer in due mobili di poco ingombro; preferirei un acoustic box) giradischi automatico (senza cambiadischi), radio MF-MA.

Il complesso dovrei ascoltarlo in una normale abitazione, quindi, per la potenza, gradirei il Vostro competente consiglio.

Se vi è possibile, gradirei anche sapere dove posso ordinarlo e il suo prezzo orientativo. Per poterVi meglio orientare sulla scelta le mie possibilità finanziarie disponibili, non superano il milione.

R. Premettiamo che nessun complesso può produrre i 10 Hz e i 30 kHz. Se anche gli amplificatori possono raggiungere tali limiti, gli altoparlanti non li ammettono. Nella migliore delle ipotesi si può riprodurre la gamma dai 16 ai 18.000 Hz, normalmente gli altoparlanti rendono le frequenze fra 20 e 15.000 Hz.

La potenza degli amplificatori per la riproduzione in un normale ambiente di abitazione, è compresa tra i 15 e 30 W per canale.

Svariate sono le possibili combinazioni per comporre un complesso stereo hi-fi; a titolo di esempio indichiamo i seguenti componenti:

— Preamplificatore stereo Scott mod. 130 - L. 180.000 (Windsor Eletronic Corporation - Roma, via Nazionale, 230).

— Amplificatore stereo 30 W Bell mod 2425 in combinazione col sintonizzatore MA-MF - L. 180.000 circa - Larir - Milano, P.zza 5 Giornate, 1).

— Altoparlanti tipo AR2 L. 160.000 (Soc. Audio - Torino, via G. Casalis, 41) oppure Axiom 22 MK II (12" - 20 W Goodmans), Rappresentante Goodmans Industries (Italy) Milano, via Bellarmino 29). oppure altoparlante triassiale mod. 312 University (25 W) (Pasini e Rossi - Genova, via SS. Giacomo e Filippo, 31).

Le consigliamo di visitare la Larir (Milano, P.zza 5 Giornate, 1) che può offrire complessi stereo di alta fedeltà da Lire 200.000 a 1,5 milioni.

Quanto al giradischi Ella può trovare un vasto assortimento presso la Siprel (Milano, via F.lli Gabba, 1/A), che tratta i Garrard oppure presso Pansier (Milano, via Padgora, 16), che dispone tra l'altro del famoso Thorens TD 124.

Più facile è reperire complessi amplificatori stereo con preamplificatore incorporato (v. ancora Larir Windsor Electronic).

(*a.f.*)

0394 – *Arch. R. Grappelli – Cologna Veneta.*

D. Possiedo due amplificatori di potenza, monoaurali, autocostruiti da 12 W ciascuno. (Circuito Philips AD9000; 1 × EF86 preampl.; 1 × ECC83 amplif. tens, e inv. di fase; 2 × EL84 P.P. - sensibilità 50 mV).

Per poter ottenere un complesso stereofonico di massima flessibilità di impiego, vorrei pilotarli realizzando — duplicato — il noto circuito WAP/2 (da «Tecnica Hi-Fi» di G. Nicolao). Uniche varianti: quelle necessarie per i commutatori di entrata, e il bilanciamento stereo, che vorrei ottenere collegando meccanicamente in senso opposto, i potenziometri logaritmici di volume.

Intenderei controllare poi l'uscita degli amplificatori di potenza per mezzo di due strumenti di misura.

Se ritenete i WAP/2 adatti, Vi pregherei di consigliarmi per essi uno schema di alimentatore unico (completo di valori), possibilmente con raddrizzatori a ponte, anche per i filamenti, e che mi precisaste:

a) i valori delle tensioni agli zoccoli delle valvole;

b) la destinazione delle entrate E_1, E_2, ecc., e particolarmente della E_6;

c) quale è la funzione dei due potenziometri da 500 kΩ collocati tra la placca della V_3 e la massa;

d) il valore della resistenza collegata all'entrata E_4 (valore che manca allo schema).

R. Facciamo anzitutto una precisazione circa le entrate del preamplificatore WAP/2 Heath: le entrate E_1, E_2, E_3 sono per segnali relativamente alti, come pick-up piezoelettrico (E_1), registratore magnetico (E_2), sintonizzatore radio (E_3), sorgenti queste che forniscono un segnale sempre maggiore di 0,1 V; per segnali deboli minori di 0,1V servono le entrate E_4 (pick-up a bassa uscita, cioè a riluttanza variabile) ed E_5 (microfono). Ossia le cose stanno all'opposto di quanto detto nel testo citato, a pag. 184.

La boccola E_6 è prevista per prelevare il segnale da portare all'entrata di un registratore magnetico a nastro.

I due potenziometri da 500 kΩ tra la placca di V_3 e massa sono i regolatori di volume per le entrate E_4 ed E_5, per le quali si hanno gli stadi di preamplificazione supplementari V_3 e la regolazione di volume posta dopo questi stadi, anzichè direttamente all'entrata.

La resistenza all'entrata di R_4 non può essere di valore prefissato, dipendendo dal tipo di pick-up a bassa uscita adottato; per essa si dovrà assumere il valore raccomandato dal costruttore del pick-up, se questo non è noto, si ponga 22 kΩ.

Circa l'alimentatore, siamo spiacenti di non poter fornire i valori delle singole tensioni ai piedini delle vavole, non essendo in possesso del preamplificatore per poterle misurare, nè esistono note di servizio che li dichiarino.

Lo schema dell'alimentatore completo per entrambi i preamplificatori, con accensione in continua può essere quello della figura allegata; esso deve fornire al punto AT:300 V con 20 mA c.c.

I raddrizzatori montati a ponte di Graetz sono reperibili o presso la Westinghouse o presso la Comar (Milano, via G. B. Pirelli, 27 - raddrizzatori al selenio AEG).

0295 – *Sig. V. Roselli – Roma.*

D. Tempo fa montai l'amplificatore Geloso G232-HF, da usare in unione col motore

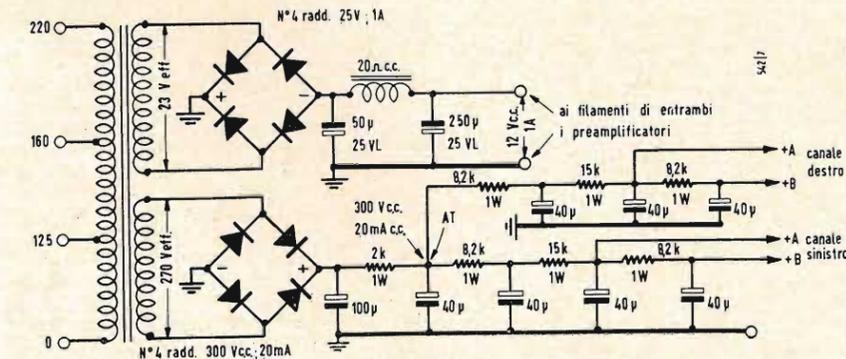



Fig. 1/0294

Fig. 1/0295

Garrard mod. 301S, braccio Garrard TPA10, testina Goldring 500 ed un sintonizzatore Geloso G535.
Sentendo il bisogno di un selettore d'ingressi e d'un equalizzatore, decisi di sostituire tutta la parte preamplificatrice con il preamplificatore comparso su *alta fedelta*, febbraio 1959, n. 2 pag. 53 collegandone la uscita alla griglia della EF86 che, nello schema del Geloso G232-HF, precede l'ECC83 invertitrice di fase. Da questo punto in poi, compresa la parte alimentatrice, ho seguito di nuovo lo schema originale Geloso. In questa nuova versione, ho tenuto l'alimentatore sul telaio separato, collegandolo mediante cavi di circa 80 cm col telaio contenente il preamplificatore e l'amplificatore accoppiati. Inoltre, pur riadoperando i componenti fondamentali di prima (trasformatori e valvole) ho sostituito interamente i condensatori con altri di qualità migliore (ceramici quelli del gruppo equalizzatore) e le resistenze (Erie al 5 %). Inoltre, ho seguito una tecnica più razionale di montaggio, fissando le resistenze ed i condensatori su una piastra isolante e mandando tutte le masse su un unico conduttore di rame di grossa sezione. Il risultato però è stato disastroso sia usando il giradischi, che il sintonizzatore come sorgente di programma: oltre ad un rumore di fondo piuttosto notevole, costituito non tanto da ronzio quanto dal caratteristico « soffio », l'audizione risultava molto confusa e distorta specie per quanto riguardava i toni bassi; anzi ruotando al massimo il potenziometro dei bassi, diventava molto rilevante il ronzio di fondo, inoltre aumentava spaventosamente la distorsione fino a rendere il suono una sorta di rumore rauco assolutamente inintellegibile.
Ho successivamente rivisto più volte il circuito ripulendo della pasta salda da me adoperata in eccesso e che dava luogo a contatti incerti; ho sostituito i potenziometri di tono e di volume (piuttosto rumorosi) con gli ottimi potenziometri Centralab (per il comando fisiologico ho usato il gruppo Compentrol C_2 senior): La situazione è migliorata, ma era ancora lungi dalla perfezione. In quel periodo ho avuto occasione di poter controllare il funzionamento dell'amplificatore servendomi d'un generatore ad onde quadre e d'un oscilloscopio. Ho così potuto constatare che l'amplificatore (con carico resistivo sul secondario del trasformatore d'uscita) aveva risposta praticamente lineare fra 2000 e 40.000 Hz, meno buona fra 200 e 2.000 ed assolutamente scadente al di sotto di 200 Hz. Pare anzi, ma non sono riuscito ad appurarlo, che l'oscilloscopio denunciasse la presenza d'una oscillazione a frequenza dell'ordine di quella di rete. In un secondo tempo ho introdotto le seguenti modifiche: 1) nel circuito anodico ho inserito un commutatore secondo lo schema seguente in maniera da poter inviare agli stadi successivi solo parte del segnale dato che la potenza disponibile era per me largamente esuberante; il che ha molto diminuito la distorsione ed il rumore di fondo. 2) Ho sostituito alla R_{19} una resistenza del valore di 50 kΩ aumentando così grandemente la controreazione. 3) Infine ho stabilizzato la tensione anodica del preamplificatore sostituendo ad uno dei condensatori di disaccoppiamento un tubo a gas OC3, avendo letto che spesso questo accorgimento migliora la risposta ai transitori, specie quelli a frequenza più bassa.
Dopo queste modifiche, anche mettendo i bassi al massimo, l'amplificatore non distorce manifestandosi soltanto una certa instabilità. L'audizione insomma risulta abbastanza ad alta fedeltà. Però la distorsione diventa apprezzabile ad orecchio non appena il volume diventa sostenuto, pur restando parecchio al di sotto della massima potenza che può fornire l'amplificatore. Faccio presente a questo proposito che ho sostituito il primitivo complesso di altoparlanti, costituito da un Geloso SP301 per i bassi e da piccoli altoparlanti Philips a cono rigido per gli acuti, con un woofer Lafayette, montato nel mobile aperiodico apparso su *alta fedeltà*, aprile 1958, n. 4, pag. 109, e con un tweeter della stessa marca. La qualità del suono è naturalmente ancora migliorata. Inoltre vorrei dirvi che: 1) sullo schema del preamplificatore non è indicato il valore della R_7 che io ho supposto fosse di 100 kΩ e neppure quello della resistenza che sta in serie a C_1- e che ho assunto di 3,3 MΩ. 2) Deve esserci qualcosa che non va nel collegamento della testina coll'ingresso del fono poiché, nonostante abbia connesso insieme la massa del braccio con quella del giradischi ed entrambe, mediante il cavo schermato che porta il segnale, alla massa dell'amplificatore, sul braccio vi è una forte corrente dispersa tale da produrre una forte scossa in chi tocca il braccio senza essere convenientemente isolato da terra; inoltre l'inserzione del fono causa un sensibile aumento del ronzio di fondo, normalmente pressocchè inudibile.
Vorrei conoscere il Vostro parere sulle possibili cause degli inconvenienti suesposti, quantunque, come ho spiegato ora, siano quasi del tutto scomparsi, anche perchè non so se sia consigliabile un così arbitrario aumento della controreazione. Inutile dire che le tensioni appaiono regolari ed anche quelle dello stadio finale sono ben bilanciate. Io sono piuttosto propenso a localizzare il difetto nel secondo stadio del preamplificatore o forse nello accoppiamento fra esso e l'amplificatore (tensione od impedenze non adatte).
R. Dalla sua esposizione ci pare di capire che l'amplificazione è eccessiva e porta in saturazione gli stadi precedenti quello finale di uscita. Infatti i miglioramenti da Lei ottenuti, si sono verificati riducendo l'amplificazione del 1° stadio del tubo 12AX7, poi aumentando la controreazione, ossia ancora diminuendo l'amplificazione. Gli altri accorgimenti da lei usati hanno logicamente contribuito al miglioramento generale, ma in modesta misura, mentre il mezzo più efficace è stato quello di abbassare il guadagno degli stadi preamplificatori.
Pensiamo che eliminando la 12AY7 ed applicando l'equalizzazione fra gli stadi della 12AX7, l'amplificazione sia ancora abbondante, ma la distorsione debba diminuire grandemente.
La R_7 dello schema di fig. 6 (*alta fedeltà*, febbraio 1958, n. 2 pag. 53) è effettiwamente 0,1M, 1W silenziosa: la resistenza in serie a C_{10} è 3,2 MΩ, 1/2 W. La scossa elettrica che subisce chi tocca il braccio metallico del pick-up è dovuta al contatto del telaio con un filo alla rete di alimentazione, e alla mancanza di messa a terra della massa di tutto il complesso.
Conviene inserire un trasformatore con rapporto 1 a 1 tra la rete di alimentazione ed il cavo di accensione dell'impianto amplificatore. È bene non sottovalutare questo fatto, perchè rappresenta un pericolo che può avere gravi conseguenze.
Bene il controllo eseguito con l'oscillografo, ma a quale potenza è stato effettuato? Ripeta tale controllo stadio per stadio alla potenza in cui comincia a manifestarsi la distorsione (al di sotto della massima potenza dell'amplificatore) e non sarà difficile individuare lo stadio che per primo sovraccarica; è certo che in esso entra corrente di griglia.
Può essere utile aumentare la polarizzazione negativa di tale griglia.
Eliminando qualche stadio amplificatore, o riducendo il guadagno complessivo, si potrà riportare la R_{10} al valore primitivo di 0,33 MΩ.
Infine osserviamo che potrebbe prendere posto un'oscillazione ultra acustica, che spiegherebbe la distorsione e che potrebbe essere eliminata con disaccoppiamenti anodici e ancora diminuendo l'amplificazione.
(*a.f.*)

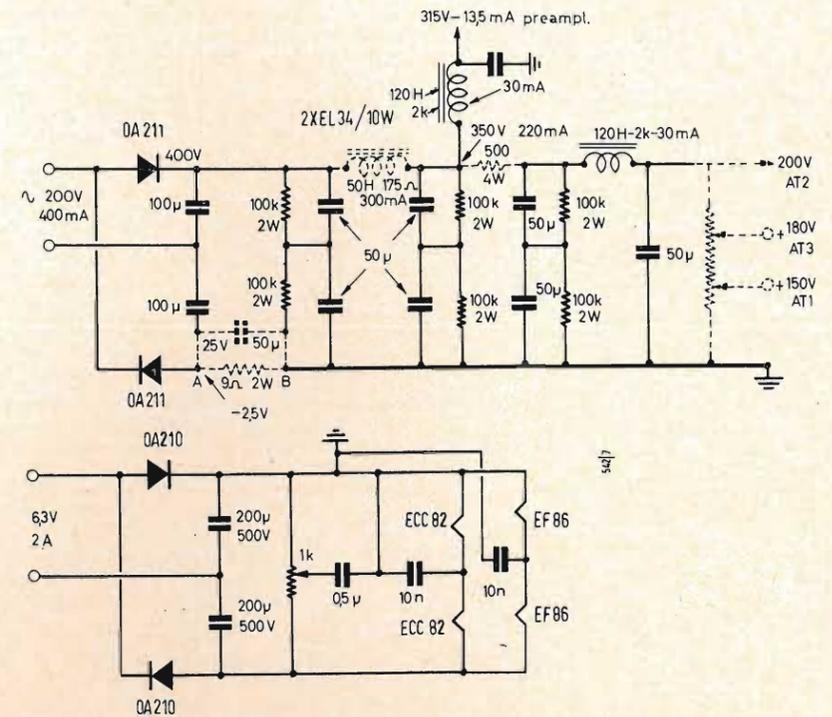
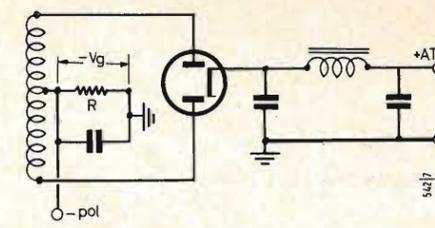



Fig. 1/0296

0296 – *Sig. N. Di Leo – Foggia.*

D. *Quesito a*: In una precedente consulenza avevamo chiesto le tensioni e le correnti di « Isodyne » pubblicato su *alta fedeltà*, novembre 1951, n. 11, pag. 301, a cura dell'ing. Baldan. Rimanendo in tema, dimenticammo di chiedere se il valore della polarizzazione negativa alle griglie controllo dei pentodi di cui dovesse risultare agli elettrodi o applicato alla resistenza di 10 kΩ posta in schema. Ci gioverebbe, in proposito, che ci indicaste uno schemino d'alimentazione negativa da estrarre da alimentatore non provvisto di presa per tale scopo.
Quesito b: Sottoponiamo alla Vostra approvazione uno schema d'alimentazione, il cui disegno non è espresso in tutte le indicazioni che desidereremmo completaste Voi. È inteso tuttavia che quanto Vi diciamo e Vi presentiamo è puramente indicativo e che ci atterremo di seguito a quanto ci indicherete.
L'alimentatore in questione servirà per un push-pull di EL34 per 10 watt, preceduto da un invertitore parafase e da un preamplificatore.
Siamo in possesso di un trasformatore di alimentazione (G.B.C. H/240-2) la cui A.T. è di 200 V/400 mA e le sezioni per i filamenti sono rispettivamente: 6,3 e 3,15 V/4 A e 5 6,3 V/2 A. Pensiamo di duplicare l'A.T. con 2 diodi al silicio e di rettificare la tensione per i filamenti del preamplificatore secondo uno schema tale che vorremmo impiegare i diodi al silicio Philips OA210 (che possediamo già). Mentre non vediamo difficoltà, salvo Vostro avviso, per quanto riguarda l'impiego dei tipi OA211 quali rettificatori e duplicatori per l'A.T., abbiamo dubbi ad assumere i tipi OA210 per correnti di filamenti, sebbene le caratteristiche indichino sopportabili correnti di cresta di 4 A.
Vi chiediamo, è possibile utilizzarli con 6,3 V d'ingresso e duplicati con corrente passante da 0,5 a circa 1 A, se ci pungesse vaghezza di accendere anche le due 6AN8 dell'invertitore?
Con riferimento all'allegato, la prima impedenza di filtro di quanti henry la consigliate? E quale resistenza deve avere? Qual'è la corrente totale del circuito?
Considerando che possediamo due impedenze di filtro da 120 H, 2 kΩ, 30 mA, e desidereremmo premetterle al preamplificatore e all'invertitore, con quali valori attuare il ponte divisorio?
Con riferimento al quesito *a*), è possibile utilizzare i 5 V di una sezione del trasformatore per la tensione negativa alle griglie dei pentodi dell'invertitore? Con quali componenti porlo in atto?
R. Dal nostro archivio non risulta ch'Ella ci abbia precedentemente interpellati sull'invertitore Isodyne.
Comunque le tensioni convenienti per detto circuito sono:
AT_1 = 150 V (tensione per gli schermi);
AT_2 = 200 V (tensione anodica dei pentodi!
AT_3 = 180 V (tensione anodica dei triodi);
V_{g1} = —2,5 V (tensione di polarizzazione negativa per le griglie dei pentodi); la V_{g1}

deve essere applicata a monte della resistenza 10 kΩ e cioè nel punto segnato « — Pol. » (*alta fedeltà*, novembre 1959, n. 11, pag. 301, fig. 10).

Il metodo più semplice per ricavare una tensione negativa da un alimentatore è quello di inserire una resistenza di valore opportuno tra la massa e la presa centrale del secondario A.T. del trasformatore di alimentazione di tipo rettificatore di entrambe le semi onde, secondo lo schizzo n. 1 allegato, il valore di R si ricava dividendo la tensione V_g (nel suo caso — 2,5 V) per la corrente totale erogata dall'alimentatore; bisogna quindi sapere quant'è il consumo del carico dell'alimentatore (preamplificatore + invertitore + amplificatore finale) (280 mA circa).

Se l'alimentatore dà tensioni scarse, non conviene diminuire ulteriormente, per ricavare il negativo di griglia. In tal caso, o comunque quando non si possa usare lo alimentatore precedente, è preferibile un raddrizzatore a parte col + a massa e il — isolato.

b) Lo schema di alimentatore da Lei proposto presenta l'inconveniente di non avere un punto comune fra l'entrata c.a. e l'uscita c.c

Un capo della rete non può essere messo a massa, è quindi opportuno adottare un trasformatore di entrata con rapporto 1:1.

La 1° impedenza di filtro dovrà presentare almeno 50 H con 175 Ω e 300 mA c.c. La resistenza di filtro deve essere 550 Ω 4 W.

Le tensioni AT_1, AT_2, AT_3, per l'invertitore Isodyne si ricavano da un partitore disposto fra l'uscita all'invertitore e la massa; la resistenza totale del partitore deve essere di 40 kΩ.

Se da questo alimentatore si vuol ricavare i — 2,5 V di polarizzazione per le griglie pentodiche dell'invertitore, basta inserire tra i punti A e B una resistenza di 9 Ω, 2 W, by passata da un elettrolitico 50 μF/ /25 V. Quest'ultimo circuito fa abbassare le alte tensioni di 2,5 V, ma questa piccolissima caduta può essere compensata dal trasformatore di alimentazione che dà qualcosa di più di 200 V, dato che la corrente è di circa 280 mA invece di 400 mA c.c.

I diodi Philips OA210 possono sopportare al massimo 0,5 A in regime continuativo; pertanto possono servire per l'accensione in parallelo delle due EF86 e della ECC82 del preamplificatore, ma non devono essere usati anche per la 6AN8, che richiedono 0,45 di accensione ciascuna.

I dati relativi all'impedenza e alla resistenza di filtro sono già stati indicati sopra. La corrente totale del circuito dell'alimentatore coi due OA211 è di circa 280 mA. Le due impedenze possono servire bene per costruire le due cellule di filtro supplementari. Si è già detto che per alimentare l'invertitore Isodyne basta un divisore di tensione all'uscita di una di tali cellule di filtro. Nulla vieta di sfruttare l'avvolgimento a 5 V per ricavare la polarizzazione negativa dei pentodi 6AN8. Si consiglia l'impiego di un raddrizzatore a ponte di Graetz, secondo lo schizzo n. 2 allegato. Il valore di R dovrà essere regolato in modo da ottenere il valore desiderato di tensione negativa. I raddrizzatori possono essere a cristallo o a ossido di rame. (*a.f.*)

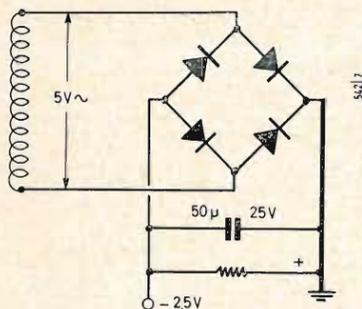



Fig. 2 0296

Tabella 1. - Elenco dei trasmettitori svizzeri FM e TV in lingua italiana.

Stazione	Posizione geografica		Altezza località	Altezza antenna	Frequenza MHz	Potenza kW
Brusio 1	10.1E	46.2N	719	10	91.5	0.03
Grono 1	9.2E	46.3N	350	18	99.6	0.96
2					94.8	0.96
M. Ceneri	8.9E	46.1N	613	130	89.4	1.00
M. Morello	9.0E	45.8N	495	26	96.3	0.75
Peccia 1	8.7E	46.4N	839	8	88.2	0.1
2					93.9	0.1
P. Mastro 1	8.9E	46.4N	2173	6	97.8	0.75
Poschiavo 1	10.1E	46.3N	1020	12	93.9	0.012
S. Salvatore 1	8.9E	46.0N	904	43	98.7	12
5					93.0	12
M. Ceneri	8.9E	46.1N	613	125	175.25V	4.8
					180.75S	1.0
M. Morello	9.0E	45.8	495	18	182.25V	0.030
					187.75S	0.006
S. Salvatore	8.9E	46.0	904	55	210.25V	10
					215.75S	2

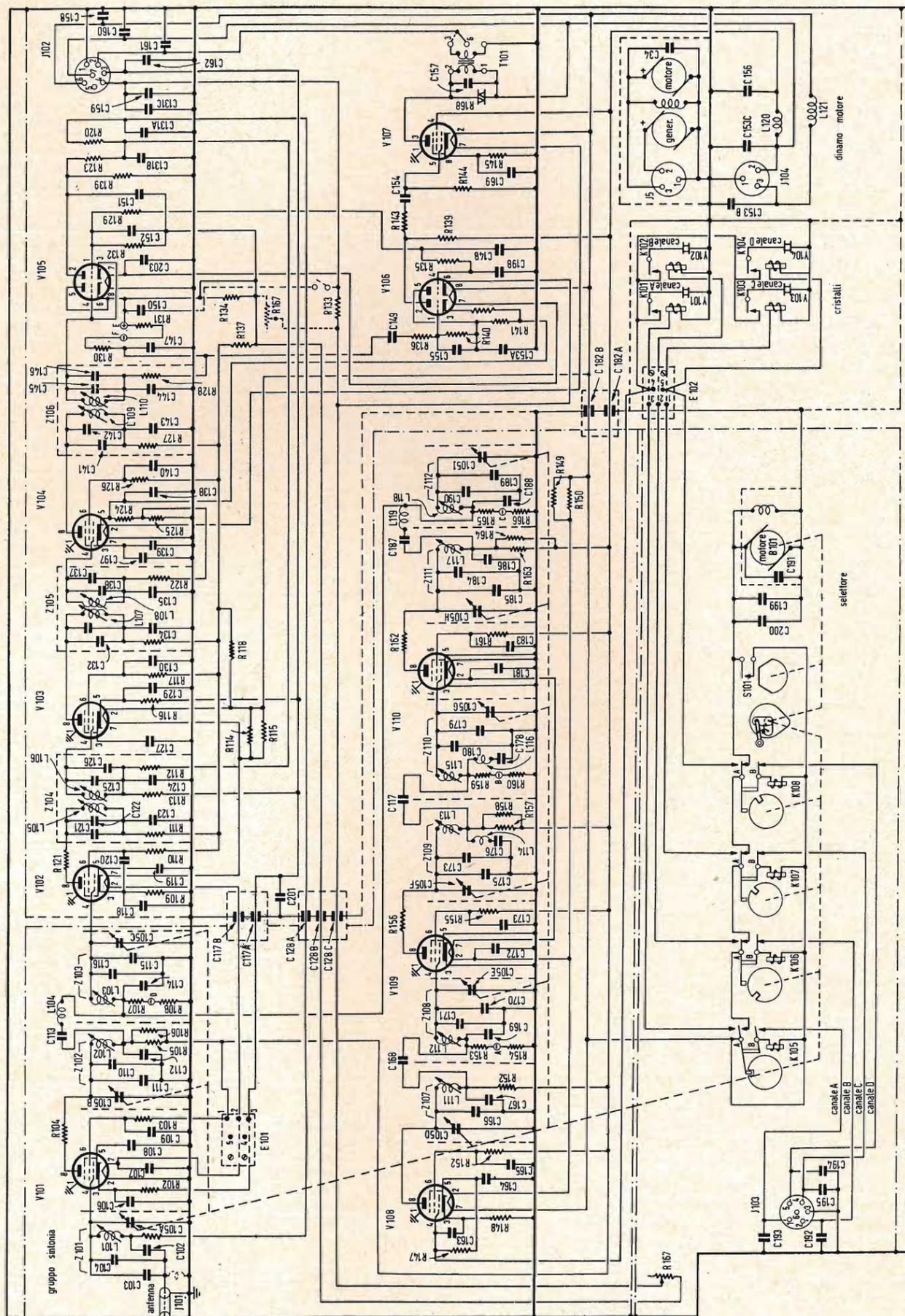
0297 - *Sig. Barbiere - R. Varese.*

Riportiamo l'elenco dei trasmettitori svizzeri a FM e TV che emettono dal Canton Ticino il primo ed il secondo programma ed i normali programmi televisivi. Oltre alla posizione geografica riteniamo sia utile la pubblicazione dell'altezza tanto della località nella quale si trova l'antenna quanto della antenna stessa.

0298 - *Richiedenti diversi.*

Mentre or non è molto abbiamo preso in esame il trasmettitore T23 del complesso ARC5, adesso ci intratteniamo sul ricevitore conosciuto normalmente con la sigla R28/ARC5 ed il cui schema completo è riportato in figura. 1. (pag. 057).

Si tratta di un ricevitore il quale essendo sprovvisto di oscillatore locale (BFO) è adatto per la sola ricezione in telefonia. Esso è stato realizzato in modo da poter ricevere quattro frequenze, le quali dipendono dai cristalli usati, in una delle seguenti gamme:
A = 100 — 124 MHz C = 122 — 146 MHz
B = 122 — 146 MHz D = 132 — 156 MHz
La frequenza del cristallo da usarsi per ren-

dere possibile la ricezione su una data frequenza è determinata dalla seguente formula:

Frequenza del cristallo =

$$= \frac{\text{Frequenza portante} - 6{,}9 \text{ MHz}}{24}$$

Il valore della frequenza intermedia infatti è di 6,9 MHz.

Le valvole usate e le relative funzioni sono le seguenti:

V_{101} = VT269 (717A) amplificatrice a radio frequenza. V_{102} = VT269 (717A) miscellatrice. V_{103} = VT288 (12SH7) I° amplificatrice media frequenza. V_{104} = VT288 (12SH7) 2° amplificatrice media frequenza. V_{105} = VT289 (12SL7GT) rivelatrice, controllo automatico del volume, squelch. V_{106} = VT289 (12SL7GT) 1° amplificatrice BF e amplificatrice squelch. V_{107} = VT134 (12A6) 2° amplificatrice bassa frequenza. $V_{1\cdot8}$ = VT288 (12SH7) oscillatore a radio frequenza — e generatore della 4° armonica. V_{109} = VT269 (717A) triplicatore — generatore 12° armonica. V_{110} = VT269 (717A) generatore della 24° armonica.

Frontalmente si hanno i seguenti terminali: 1) Controllo canale A. 2) Controllo canale B. 3) Terra. 4) Controllo canale C. 5) Controllo canale D. 6) Libero.

Terminali posteriori: 1) Terra. 2) Uscita audio (alta o bassa). 3) Controllo manuale del volume. 4) CAV controllo. 5) Libero. 6) Ingresso 28 Volt. 7) Uscita « B ». Seguono i valori dei vari componenti.

Resistenze: R_{101} = 100.000 Ω, R_{102} = 220 Ω, R_{103} = 39.000 Ω, R_{104} = 12 Ω, R_{105} = 10.000 Ω, R_{106} = 10.000 Ω, R_{107} = 100.000 Ω, R_{108} = 10.000 Ω, R_{109} = 220 Ω, R_{110} = 39.000 Ω, R_{111} = 5.600 Ω, R_{112} = 4,7 MΩ, R_{113} = 1,8 MΩ, R_{114} = 1.000 Ω, R_{115} = 1.000 Ω, R_{116} = 220 Ω, R_{117} = 39.000 Ω, R_{118} = 270.000 Ω, R_{119} = 1.000 Ω, R_{120} = 560.000 Ω, R_{122} = 1.000 Ω, R_{123} = 560.000 Ω, R_{124} = 220 Ω, R_{125} = 3.900 Ω, R_{126} = 27.000 Ω, R_{127} = 1.000 Ω, R_{128} = 10.000 Ω, R_{129} = 100.000 Ω, R_{130} = 180.000 Ω, R_{131} = 2.200 Ω, R_{132} = 560.000 Ω, R_{133} = 15.000 Ω, R_{134} = 68.000 Ω, R_{135} = 100.000 Ω, R_{136} = 100.000 Ω, R_{137} = 270.000 Ω, R_{138} = 560.000 Ω, R_{139} = 270.000 Ω, R_{140} = 180.000 Ω, R_{141} = 1 MΩ, R_{142} = 3.300 Ω, R_{143} = 1 MΩ, R_{144} = 470.000 Ω, R_{145} = 1.500 Ω, R_{147} = 560.000 Ω, R_{148} = 8.200 Ω, R_{149} = 1.000 Ω, R_{150} = 1.000 Ω, R_{151} = 27.000 Ω, R_{152} = 1.000 Ω, R_{153} = 560.000 Ω, R_{154} = 10.000 Ω, R_{155} = 68.000 Ω, R_{156} = 12 Ω, R_{157} = 22.000 Ω, R_{158} = 22.000 Ω, R_{159} = 560.000 Ω, R_{160} = 10.000 Ω, R_{161} = 68.000 Ω, R_{162} = 12 Ω, R_{163} = 22.000 Ω, R_{164} = 22.000 Ω, R_{165} = 180.000 Ω, R_{166} = 10.000 Ω, R_{167} = 250.000 Ω, R_{168} = 100.000 Ω.

Condensatori: C_{102} = 0.02 μF, C_{103} = 6,5 pF, C_{104} = 6 pF, C_{105} = 42,5 pF, C_{106} = 500 pF, C_{107} = 500 pF, C_{108} = 500 pF, C_{109} = 500 pF, C_{105}B = 42,5 pF, C_{110} = 70 pF; C_{111} = 65 pF, C_{112} = 0.02 F, C_{113} = 500 pF, $C_{1'4}$ = 0.02 μF, C_{115} = 6,5 pF, C_{105}C = 42,5 pF, C_{116} = 20 pF, C_{117}A-B = 500 pF, C_{118} = 0,006 μF, C_{119} = 500 pF, C_{120} = 0,001 μF, C_{121} = 30 pF, C_{122} = 30 pF, C_{123} = 0.006 μF, C_{124} = 0.006 μF, C_{125} = 30 pF, C_{126} = 30 pF, C_{127} = 0.006 μF, C_{128}A-B-C = 500 pF, C_{129} = 0.006 μF, C_{130} = 0,01 μF, C_{131}A-B-C = 0,05 μF, C_{132} = 30 pF, C_{133} = 30 pF, C_{134} = 0.006 μF, C_{135} = 0.006 μF, C_{136} = 30 pF, C_{137} = 30 pF, C_{138} = 0.006 μF, C_{139} = 0.006 μF, C_{140} = 0.001 μF, C_{141} = 30 pF, C_{142} = 30 pF, C_{143} = 0.006 μF, C_{144} = 100 pF, C_{145} = 30 pF, C_{146} = 30 pF, C_{147} = 10 pF, C_{148} = 0.006 μF, C_{149} = 0.006 μF, C_{150} = 0.006 μF, C_{151} = 50 pF, C_{152} = 50 pF, C_{153}A-B-C = 0.2 μF, C_{154} = 0.006 μF, C_{155} = 100 pF, C_{156} = 5 μF, C_{157} = 0.001 μF, C_{158} = 0.002 μF, C_{159} = 0.002 μF, C_{160} = 0.002 μF, C_{161} = 0.002 μF, C_{162} = 0.002 μF, C_{163} = 50 pF, C_{164} = 50 pF, C_{165} = 0.001 μF, C_{166} = 6,5 pF, C_{167} = 0.002 μF, V_{168} = 0.001 μF, C_{169} = 0.002 μF, C_{170} = 65 pF, C_{171} = 20 pF, C_{172} = 500 pF, C_{173} = 500 pF, C_{174} = 4 pF, C_{175} = 6,5 pF, C_{176} = 0.002 μF, C_{105}F-G-H-I = 42,5 pF, C_{177} = 0.001 μF, C_{178} = 0.002 μF, C_{179} = 6,5 pF, C_{180} = 2 pF, C_{181} = 500 pF, C_{182}A-B = 500 pF, C_{183} = 500 pF, C_{184} = 4 pF, C_{185} = 6,5 pF, C_{186} = 0.002 μF, C_{187} = 500 pF, C_{188} = 0.002 μF, C_{189} = 6,5 pF, C_{190} = 8 pF, C_{191} = 500 pF, C_{192} = 500 pF, C_{193} = 500 pF, C_{194} = 500 pF, C_{195} = 500 pF, C_{196} = 15 μF, C_{197} = 5 μF, C_{198} = 0.006 μF, C_{199} = 0.006 μF, C_{200} = 0.006 μF, C_{203} = 0.006 μF, C_{34} = 0.001 μF.

(*P. Soati*)

0299 – ***Sig. R. Barolo – Alessandria.***

L'oscilloscopio descritto su questa Rivista (maggio 1956, n. 5) è stato costruito a suo tempo da alcuni miei conoscenti con ottimi risultati.

È fuori dubbio che nella costruzione di un apparecchiatura di qualsiasi genere, se si desidera ottenere dei risultati soddisfacenti occorre attenersi strettamente alle indicazioni del progettista. Ovviamente se allo schema originale si apportano delle modifiche, sostituendo alcune valvole con altre meno adatte ed alterando il valore di alcuni componenti e quello delle stesse tensioni, si viene a realizzare uno strumento che non può portare agli stessi risultati finali di quello originale. Non escludo che certe modifiche possano condurre senz'altro ad un miglioramento anzichè ad un peggioramento, ma in tal caso per raggiungere lo scopo, occorre tenere sempre sottocchio le caratteristiche delle valvole sostituite ad agire in modo da applicare ai relativi elettrodi le tensioni più adatte per un regolare funzionamento.

Nel caso lei non possa usare il materiale originale, ciò sarebbe indispensabile per quanto concerne le valvole 6AH6 la cui sostituzione con le 6AK6 non è troppo convincente, le consiglio di controllare attentamente le tensioni in modo che esse siano il più vicino possibile a quelle indicate dalla casa costruttrice. D'altra parte la modifica di un circuito riesce a dare una certa soddisfazione se, magari dopo innumerevoli tentativi, permette di raggiungere risultati concreti.

Il n. 5, maggio 1956, di l'*antenna* è esaurito. Prossimamente, rispondendo ad un quesito di altro lettore, farò il possibile per descrivere un oscilloscopio simile a quello da lei citato ma realizzato in modo più razionale. Lo stesso dicasi per quanto riguarda il marker.

(*P. Soati*)

0300 – ***Officine Toscane E. – Firenze.***

Il tubo ELL80, segnalato in un precedente articolo comparso su *l'antenna*, viene costruito dalla Standard Elektrik Lorenz AG di Stoccarda che è rappresentata in Italia dalla società Face Standard con sede in Milano in Via L. Bodio 33 alla quale si può rivolgere per qualsiasi richiesta. Da notare che il tubo in questione, nel caso ne occorrano piccoli quantitativi, è in vendita presso i più importanti negozianti e compare nel catalogo della GBC.

Le caratteristiche del tubo ELL80, la cui zoccolatura è riportata in figura 1, sono le seguenti: (per una sezione) filamento 6,3 V 0.55 A; placca 250 V 24 mA; resistenza di carico anodico 10.000 Ω; potenza di uscita 3 W (8,5 W); griglia 2 (e 4) 250 V, 4,5 mA; resistenza di polarizzazione di catodo 160 Ω; corrente max di catodo 40 mA; pendenza 6 mA/V; resistenza interna 0,08 MΩ.

Ecco l'elenco degli altri tubi costruiti dalla Lorenz Standard e forniti dalla Face. EAA91 (EB91-6AL5); EABC80 (6AK8); EBC91 (6AV6); EBF89 (6DC8); EBL71; EE86; EC92 (6AB4); ECC81 (12AT7); ECC82 (12AU7); ECC83 (12AX7); ECC85 (6AQ8); ECH71; ECH81 (6AJ8); ECH84; ECL82 (6BM8); EEL71; EF80 (6BX6); EF85 (6BY7) EF89 (6DA6); EF93 (6BA6); EF94 (6AU6); EF183; EF184; EH90 (6CS6); EK90 (6BE6); EL84 (6BQ5); EL90 (6AQ5); EM71; EM84; EM84a; EM85; EY86 (6S2); EZ80 (6V4); HABC80 (19AK8); HBC91 (12AV6); HF93 (12BA6); HF94 (12AU6); HK90 (12BE6); HL90 (19AQ5); HM85; PABC80 (9AK8); PC86; PC88; PCC84 (7AN7); PCC85 (9AQ8); PCC88; PCC189; PCF82 (9U8); PCF 86; PCL82 (16A8); PCL84; PCL85; PL36; PL81 (21A6); PL82 (16A5); PL84; PL500; PLL80; PM84; PM84; PY83; PY88; UBL71; UCC85; UCH71; UCH81 (19D8); UEL71 (UL71); UM85.

(*P. Soati*)

Dieci anni di TV in Italia

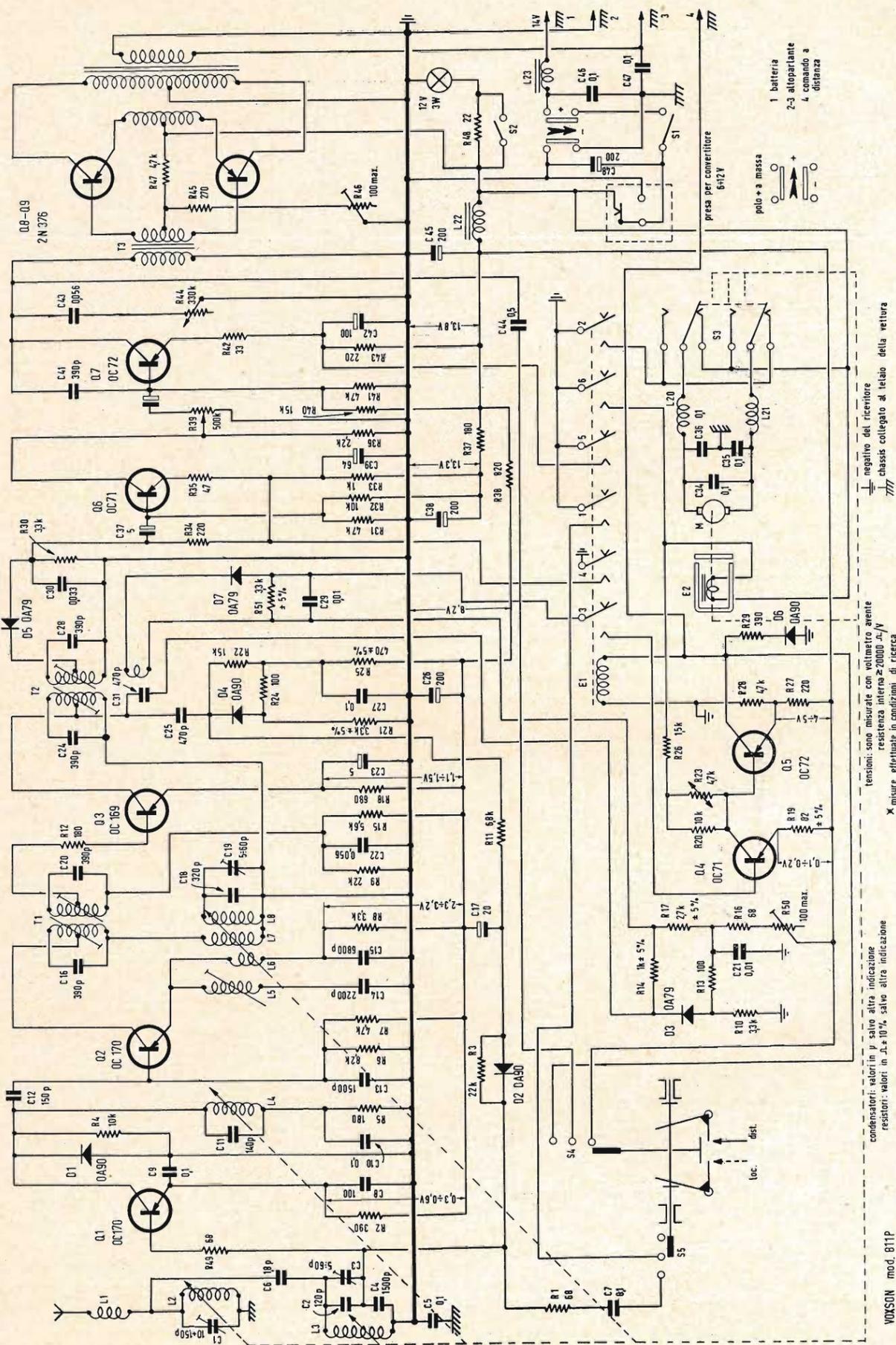
(segue da pag. 001)

sioni sperimentali dalle emittenti di Torino e Milano, iniziò il servizio regolare di televisione al principio del 1952.

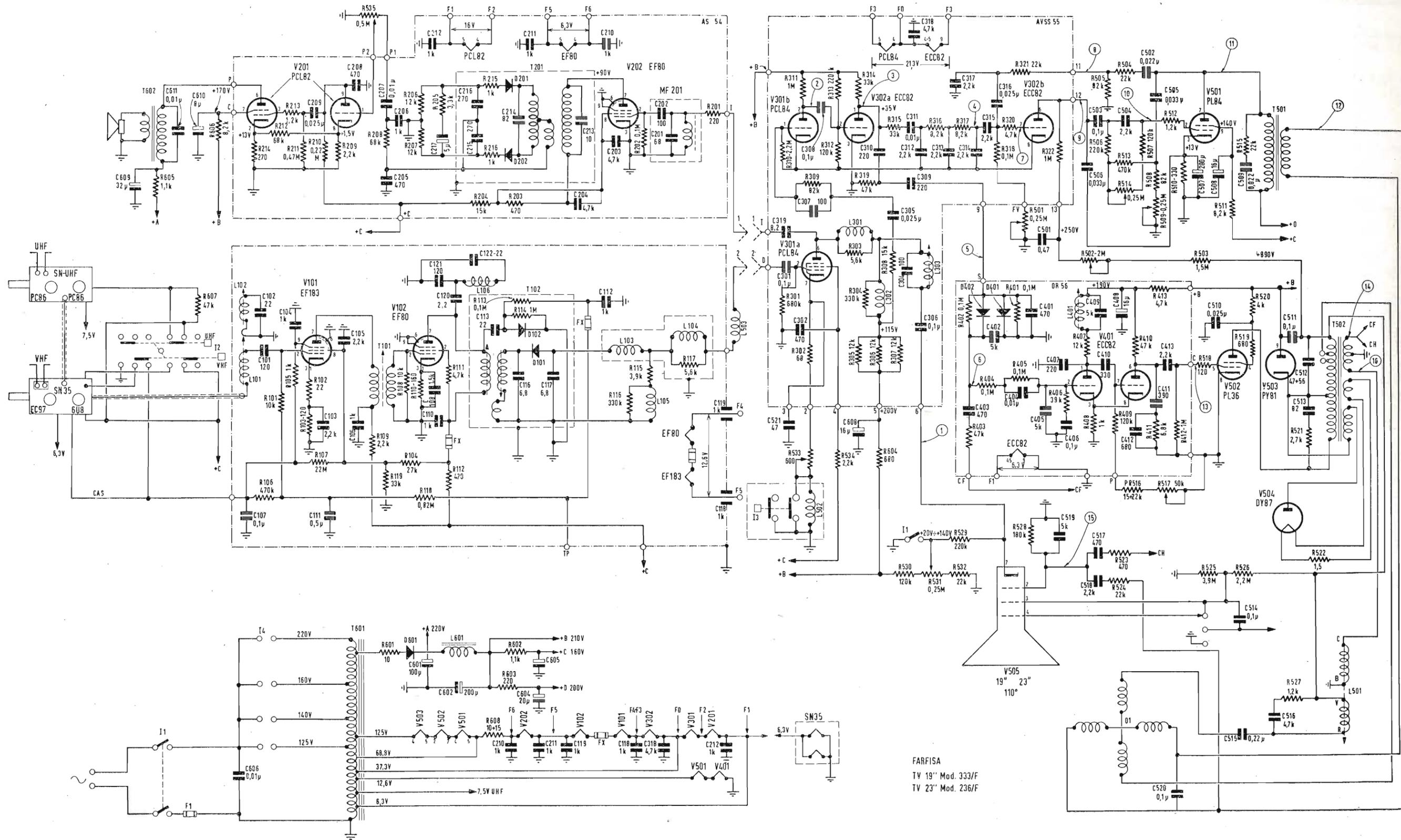
Ricorre pertanto in questi giorni il 10° anniversario della TV italiana che si è oggi perfettamente allineata con le più anziane « colleghe » inglese ed americana. Questo fausto anniversario coincide inoltre con l'avvento del 2° programma che segna l'inizio di un nuovo periodo di sviluppo e prosperità della nostra televisione.

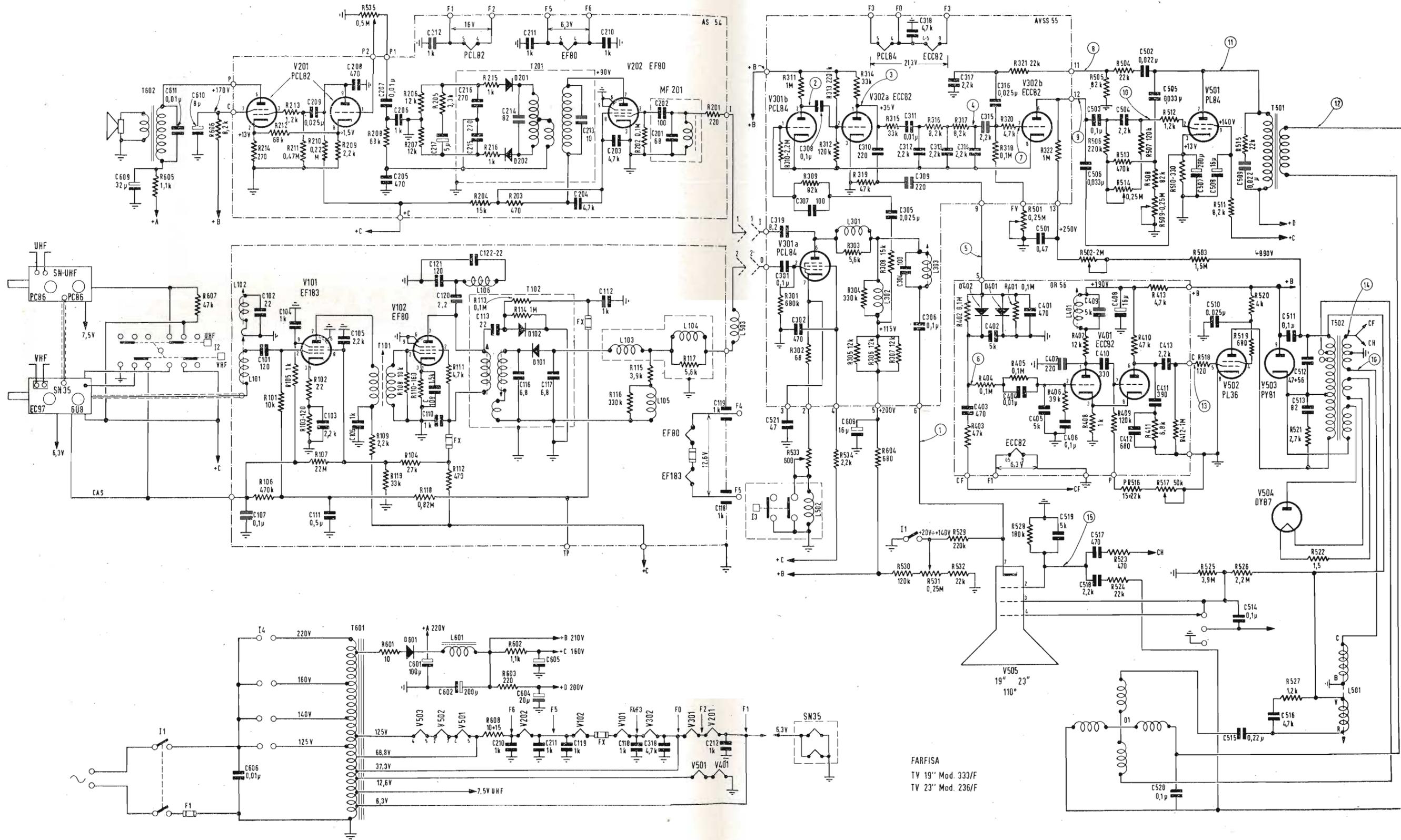
La quale TV, tanto condannata agli inizi come strumento anticulturale, ha in questo decennio abituato la gente a rimanere a casa e ad accostarsi a tanti e tanti argomenti e vicende della vita sociale ed intellettuale da mutarne profondamente il modo di vivere in meglio e sotto un profilo più umano e cristiano.

A

Circuito elettrico dell'autoradio VOXSON, mod. 811 (v. pag. 034)

Circuito elettrico dell'autoradio VOXSON, mod. 811P (v. pag. 034)

TELEVISORE FARFISA

Mod. 333/F - 19"; 236/F - 23"

Circuito elettrico dell'autoradio VOXSON, mod. 811P (v. pag. 034)

Schema elettrico del ricevitore TV - FARFISA; mod. 333/F e 236/F

Schema elettrico del ricevitore TV - FARFISA; mod. 333/F e 236/F

per riproduzioni monofoniche e stereofoniche

AG 2056

Giradischi stereo a 4 velocità: corredato di rivelatore piezoelettrico stereo "flip over,, a doppia puntina di zaffiro con le connessioni secondo la normalizzazione internazionale a cinque contatti, per la riproduzione di dischi monofonici e stereofonici.

AG 2026 a corrente continua 9V.

AG 1015

Cambiadischi stereo completamente automatico (per dischi di 30, 25, 17 cm); 4 velocità; comandi a tastiera e levetta; corredato di testina piezoelettrica stereo "flip over,, a puntine di zaffiro (78 g.) e diamante (33 e 45 g.) con le connessioni normalizzate a cinque contatti per la riproduzione in HI-FI di dischi monofonici e stereofonici; motore a poli bilanciati.

AMPLIFICATORI STEREOFONICI

NG 9015

Riproduzione "HI-FI,, · 2x15 watt di potenza d'uscita · selettore d'ingresso e di riproduzione a tasti · uscita ad alta e bassa impedenza.

NG 3506

Riproduzione di alta qualità · 2x6 watt di potenza d'uscita · comandi a tasti · impedenza d'uscita 5Ω.

NG 3565

NG 3569

NG 3561

Cassetta acustica "ortofonica,, con altoparlante HI-FI tipo 9710 AM a doppio cono e ad alta impedenza (800 ohm); capacità 40 litri circa; mobile dalla linea moderna ed elegante.

NG 3570 - Come il precedente ma con altoparlante a bassa impedenza (7 ohm).

PHILIPS

altoparlanti serie alta fedeltà doppio cono

AD 4800 M (9750 M)
9710 M
AD 4200 M (9760 M)
AD 5200 M (9762 M)

Trasformatori d'uscita HI-FI

PK 50812
PK 51099

- magnetofoni mono - stereofonici
- magnetofoni a transistor portatili
- unità di adattamento per stereofonia
- fonorivelatori a riluttanza variabile per stereo
- sintonizzatori radio AM - FM
- cassette acustiche (Bass - Reflex)
- cassette ortofoniche (Acustical - Box)
- giradischi cambia dischi 45 giri
- giradischi semiprofessionale

invio listini a richiesta PHILIPS reparto radio II - parti staccate - Piazza IV Novembre 3 - Milano

Modello AR3 visto senza griglia.

AR INC.

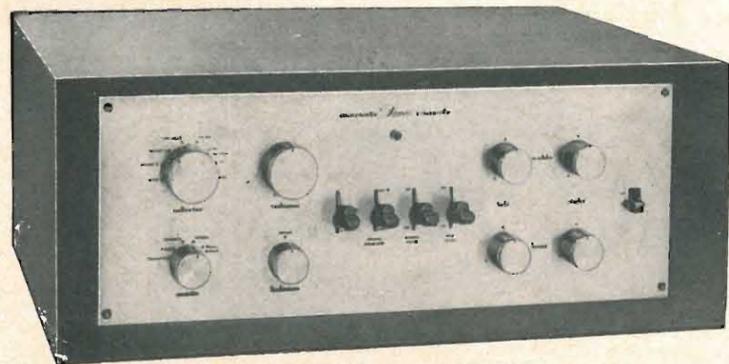
Cambridge, Mass. - U. S. A.

Il principio della sospensione acustico-pneumatica, proprio dell'« **AR** » ideato e brevettato da Villchur ed esclusivo della **ACOUISTIC RESEARCH Inc.** ha radicalmente rivoluzionata e condizionata ad esso la tecnica dei riproduttori di suono. Il suono viene riprodotto dagli « **AR** » con prossimità alla perfezione mai raggiunta.

RECENSIONI: (High-Fidelity, Hirsch-Houck Labs.) Il suono prodotto da questo altoparlante (AR3) è probabilmente quello più vicino al programma originale, fra quelli d'ogni altro altoparlante da me ascoltato.

(The Audio League Report) Sistemi di altoparlanti che diano meno del 30% di distorsione a 30 cicli/sec. sono molto rari. Il nostro sistema di riferimento utilizzante un AR1W, il migliore che abbiamo visto, ha circa il 5% di distorsione a 30 cicli/sec.

marantz

Long Island, N. Y. - U. S. A.

Preampli e centro controllo stereo 7C

Amplificatori per ALTA FEDELTA' di classe professionale, fabbricati con materiali di qualità scientifica assicuranti decenni di vita senza noie. Un esempio veramente superbo di precisione funzionalità. Dànno prestazioni sicure, indistorte, unitamente ad una eccezionale facilità di corretto comando. Il risultato è un nuovo piacere d'ascolto, non disgiunto dalla signorilità del disegno.

Amplif. di potenza stereo 35+35 W, 8B

BOLLETTINI TECNICI DETTAGLIATI A DISPOSIZIONE DEGLI INTERESSATI

AGENTE PER ITALIA E SVIZZERA:

AUDIO

TORINO - Via G. Casalis 41 - Telefono 761133

Distributori: **MILANO: ORTOPHONIC,** Via B. Marcello 18 • **RICORDI,** Via Berchet e Via Montenapoleone • **ROMA: Radiocentrale,** Via S. Nicolò Tolentino 12 • **TORINO: Balestra,** Corso Raffaello 23 • **FIRENZE: ERTA,** Via Della Scala 22 • **TRE VENEZIE:** consulente audio: **L. ZEN,** Vicolo del Convento 8 SCHIO.

Grommes

Garrard

Jensen

tre nomi famosi presentano una realizzazione alta fedeltà a basso costo

GARRARD mod. 4/H/B3

semiprofessionale - 4 velocità - 220 Volt - 50 Hz

Testina magnetica G. E. stereo

GROMMES mod. 10-LI stereo

10 watt (5 watt per ciascun canale), controlli separati dei bassi e degli acuti per ciascun canale,, comando bilanciamento, comando volume • Dimensioni: 330 × 108 × 225 mm • **Risposta in frequenza:** a 1 watt; entro ± 1 dB da 35 a 20.000 Hz • **Uscite:** 8-16 ohm, uscita per registratore a nastro • **Entrate:** per pick-ip piezoelettrico, magnetico, per sintonizzatore radio • **Tubi elettronici:** 3-6EU7, 2-6BQ5; 1-EZ80/6BW4 • Tensione rete: 220 volt 50 Hz.

JENSEN X 10

Complesso altoparlanti a 2 vie ultra compatto

CARATTERISTICHE - Impedenza: può essere usato con amplificatori aventi uscita 4,8 o 16 ohm • **Comandi:** controllo di volume posto frontalmente • **Specificazione di potenza dell'altoparlante:** 6 watt. Si possono usare amplificatori di maggior potenza regolandoli per convenienti livelli di ascolto. Con 1 watt applicato all'altoparlante si ha un volume sonoro sufficiente per un locale comune di abitazione • **Dimensioni:** altezza 184 mm; larghezza 330 mm; profondità 118 mm • **Peso con imballo:** 3,2 kg circa.

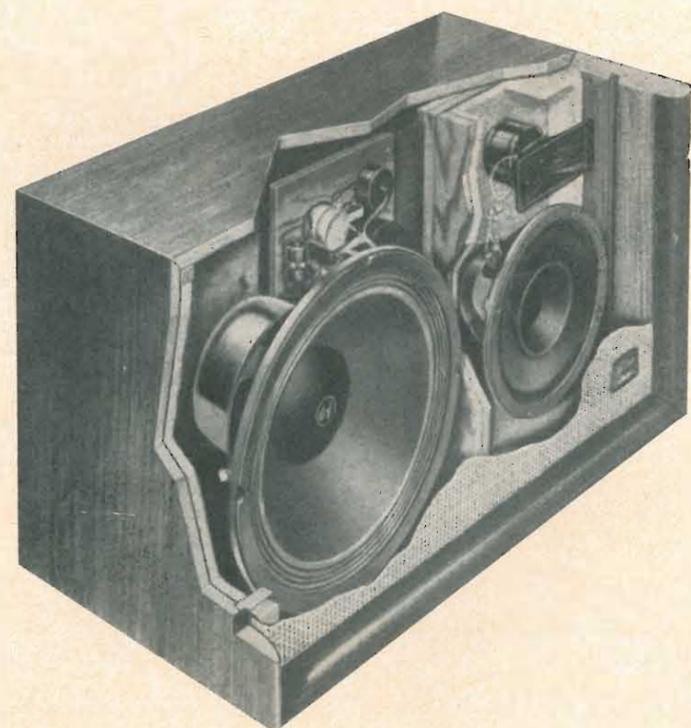
LARIR

Agenti generali per l'Italia per GROMMES - JENSEN:

s. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE, 1 - TELEFONO 79 57 62/3

EV®

ESQUIRE

LOW RESONANCE ULTRA-COMPACT LOUDSPEAKER SYSTEM

S.I.T.E.R.

SOCIETÀ ITALIANA TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI - RADIO

SOCIETÀ PER AZIONI

MILANO • VIA TROJA 7 • TEL. 425787

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
el. 872.870 - 896.926 - 898.871

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770
Amplificatori

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE - Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 872.870 - 898.871 - 896.926

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

FROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI -
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

STARET - Milano
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

RAPPRESENTANZE ESTERE

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

CIFTE - Milano
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 -
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
Cinescopi, transistori, valvole

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via General Fara, 39 -
Tel. 667.068 - 667.832

AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r -
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791
Rappr. RCA

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

CANDIANI Ing. E. - Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Piazza Erculea, 9
Tel. 896.334 - 891.896

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Via Fol, 14
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

SIAE - Milano
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S.p.A. - S.G.S. - Agrate - Milano
Via C. Olivetti, 1 - Tel. 65.341/4
Uff. di Milano: Via C. Poma, 61
Tel. 723.977 - 730.874
Semiconduttori professionali - diodi - transistori e raddrizzatori al germanio e al silicio.

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

---

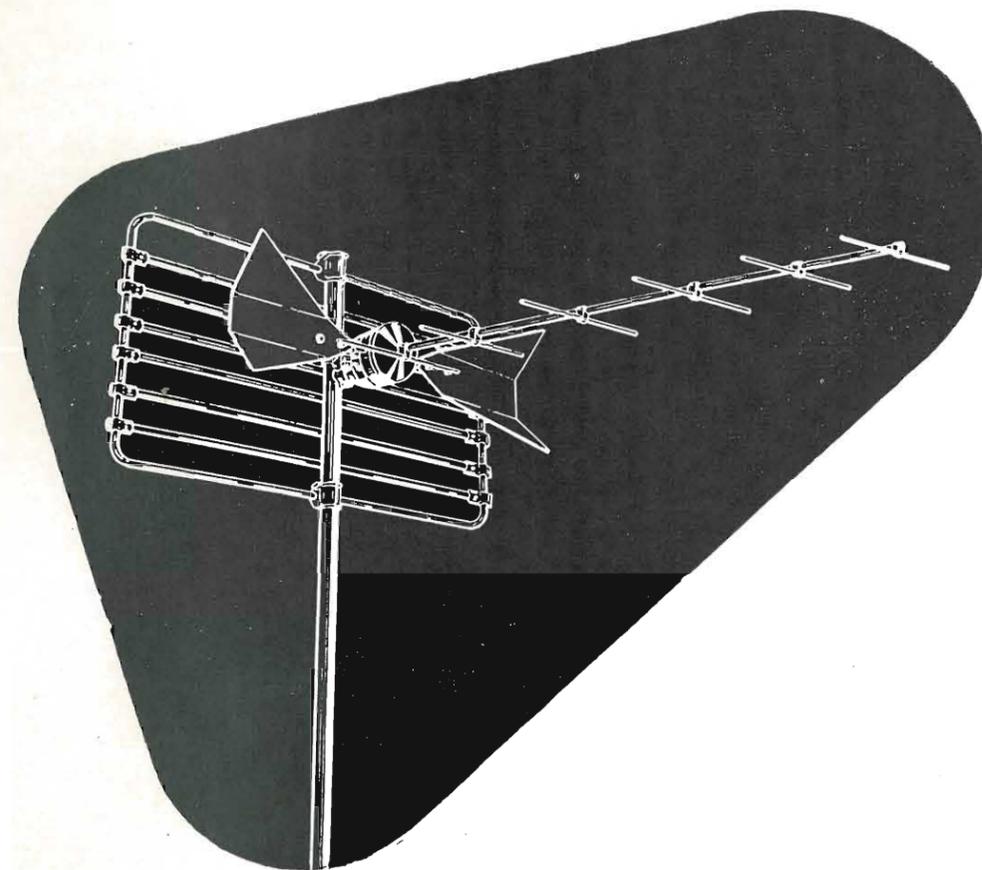
PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

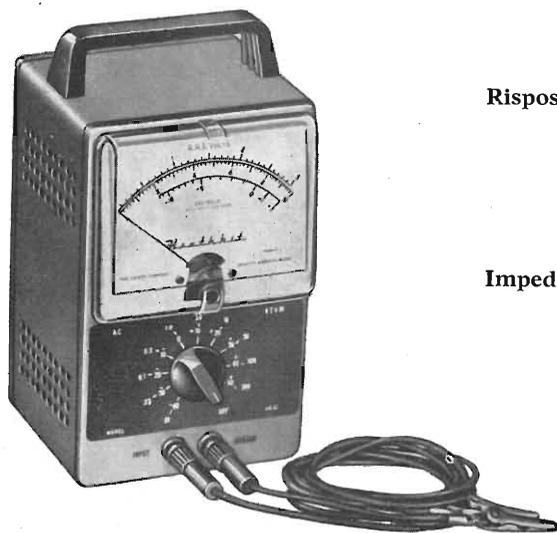
SINUDYNE S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ULTRAVOX - Milano
Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Heathkit®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

NUOVI MODELLI VOLTMETRI A VALVOLA

Mod. IM 21

CARATTERISTICHE:

Risposta in frequenza	± 1 dB da 10 Hz a 500 kHz, su tutte le portate. ± 2 dB da 10 Hz a 1 MHz, su tutte le portate.
Portate	10 portate, segnate sia in volt, sia in dB.
Volt	0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30; 100; 300 V_{eff} a fondo scala
Decibel	—40; —30; —20; —10; 0; +10; +20; +30; +40; +50 dB (0 dB è uguale a 1 mW su 600 Ω).
Impedenza di entrata	10 MΩ con in derivazione 12 pF su tutti i campi da 10 V a 300 V. 10 MΩ con in derivazione 22 pF su tutti i campi da 0,01 V a 3 V.

Mod. IM 11

CARATTERISTICHE:

Voltmetro elettronico per C.C. 7 portate	0 — 1,5; 5; 15; 50; 150; 500; 1500 V a fondo scala fino a 30 KV con probe tipo 336.
Resistenza di ingresso	11 MΩ (1 M è nel tastatore) in tutti i campi: 1.100 MΩ con probe tipo 309-C.
Sensibilità	7.333.333 Ω per Volt nel campo di 1,5 V.
Circuito	ponte bilanciato (in controfase) a doppio triodo.
Precisione	± 3% a fondo scala.
Voltmetro elettronico per C.A. 7 portate efficaci	0 — 1,5; 5; 15; 50; 150; 500; 1500 V_{eff} (0,353 del valore punta-punta).
7 portate punta-punta	0 — 4; 14; 40; 140; 400; 1400; 4000.
Risposta in frequenza (portata 5 V)	± 1 dB da 25 Hz a 1 MHz (impedenza della sorgente 600 Ω).
Precisione	± 5% a fondo scala.
Resistenza e capacità d'ingresso	1 MΩ con in derivazione 35 pF (misurata ai terminali di entrata).
Ohm-metro elettronico	Scala con centro 10 Ω; × 1; × 10; × 100; × 1000; × 10 k; × 100 k; × 1 M. Misure da 0,1 Ω a 1000 MΩ con pila interna.
Strumento indicatore	114 mm. ∅; 200 μA; custodia di polistirene.
(probe)	Probe di commutazione combinato per a. c. ohm-c.c.; spina jack unica di ingresso per connettere il tastatore e la massa.
Moltiplicatore	Tipo 1% di precisione.
Basette del circuito	Circuito stampato; processo di incisione a metallo.
Tubi elettronici	1 — 12AU7 - 1 — 6AL5

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

LARIR *Organizzazione commerciale di vendita:*

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 376771

EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via Azzogardino 2 - Tel. 26 33 59

VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244